

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Amauri Fagundes Balotin

**Sistema Integrado para a Análise Quantitativa da Repolarização
Cardíaca**

Dissertação submetida ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Santa
Catarina para a obtenção do Grau de
Mestre em Engenharia Elétrica
Orientador: Jefferson Luiz Brum
Marques, PhD.

Florianópolis

2012

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Balotin, Amauri Fagundes
Sistema Integrado para a Análise Quantitativa da
Repolarização Cardíaca [dissertação] / Amauri Fagundes
Balotin ; orientador, Jefferson Luiz Brum Marques -
Florianópolis, SC, 2012.
127 p. ; 21cm

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Instrumentação. 3.
Eletrocardiograma. 4. Repolarização Cardíaca. 5. Análise das
componentes principais. I. Marques, Jefferson Luiz Brum.
II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Amauri Fagundes Balotin

**Sistema Integrado para a Análise Quantitativa da Repolarização
Cardíaca**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de “Mestre”, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 30 de Novembro de 2012.

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:

Prof. Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Daniela Ota Hisayasu Suzuki, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Paulo Sergio Corrêa Molina, Dr.
Universidade de Passo Fundo

Dedico este trabalho a Deus, por ter me dado à vida e as razões pelas quais viver. Gostaria também de dedicar este trabalho aos meus pais, José e Neusa, por todo o esforço e tudo que o sempre fizeram por mim, a vocês nenhum trabalho do mundo seria o bastante para agradecer.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos os colaboradores e principalmente aos professores do Instituto de Engenharia Biomédica da Universidade Federal de Santa Catarina, por sempre estarem dispostos a dividir o seu conhecimento. Em especial ao meu orientador, professor Jefferson Luiz Brum Marques, pelos conselhos e o tempo despendido na orientação do meu trabalho e acima de tudo, pela sua amizade.

A todos os colegas de mestrado e doutorado do IEB-UFSC, especialmente aos colegas Angeluz Canena e Glauco Cardozo pela sua amizade e companheirismo, e aos amigos Yasser Mohsen e Geovani Scolaro não somente pela amizade, mas também pelos seus conselhos e muitas vezes consultoria técnica.

A minha família pelo apoio, incentivo e suporte em todos os momentos. Em especial, aos meus pais que sempre me deixaram livre para seguir os caminhos que eu escolhi e permaneceram do meu lado mesmo quando estes caminhos me levaram para longe. Por todo amor dedicado a mim, por nunca desistirem e me entenderem, mesmo nos momentos mais difíceis da minha vida, a vocês nunca vou conseguir agradecer.

A minha namorada pela paciência e amor ofertados a mim. E também por palavras de incentivo e conforto sempre presentes em nossas conversas.

A CAPES pelo apoio financeiro.

Por fim, agradeço a Deus por sempre ter me ajudado e por acreditar em mim, sem ele eu não teria chegado a lugar nenhum.

"Pois o Senhor é quem dá sabedoria; de sua boca procedem o conhecimento e discernimento."

Pv: 2:6.

RESUMO

Os sinais eletrocardiográficos (ECG), quando coletados no padrão de 12 derivações, fornecem praticamente toda a informação sobre a atividade elétrica do coração. O ECG de 12 derivações é o exame mais utilizado e difundido no meio dos profissionais médicos a fim de detectar cardiopatias e problemas funcionais do coração. Tendo ciência destas informações, foi construído neste trabalho um sistema de aquisição, o qual engloba o *hardware* do equipamento e o *software* de interface com o usuário, capaz de coletar sinais de ECG neste padrão. O *hardware* implementado possui fonte de alimentação integrada a qual é totalmente isolada da rede elétrica por meio de um conversor DC/DC e optoisoladores, além disto, o protótipo possui tamanho reduzido, o que torna este um equipamento portátil. Porém, a principal vantagem reside no fato dos conversores A/D do circuito integrado ADS1298 (*front-end* de ECG) possuírem 24 bits de discretização, o que resulta em uma resolução de conversão A/D de 296 nV. O equipamento pode trabalhar com frequências de amostragem de 250 ou 500 Hz, que são compatíveis com os valores encontrados em produtos comerciais disponíveis no mercado. Foram também implementadas análises, baseadas no processamento digital de sinais, capazes de fornecer informações de natureza quantitativa da repolarização cardíaca. Estas análises fornecem parâmetros baseados em medidas temporais, como os intervalos QT e RR, por exemplo, e parâmetros calculados a partir da decomposição dos sinais adquiridos em suas componentes principais, como o TWR e TCRT. Estudos prévios tem demonstrado boa capacidade de tais parâmetros na estratificação de risco de desenvolvimento de arritmias cardíacas e na diferenciação entre grupos de indivíduos saudáveis e com cardiopatia, porém ainda são necessários mais testes para uma melhor generalização destes resultados. Assim, este trabalho descreve em maiores detalhes, o projeto e construção do *hardware* proposto, do *software* de interface com o usuário e os algoritmos de pré-processamento e análise dos sinais implementados. Ao final do trabalho, foi realizado um estudo piloto com dez indivíduos saudáveis a fim de testar o sistema de aquisição e a robustez dos algoritmos de processamento e análise desenvolvidos.

Palavras-chave: instrumentação, eletrocardiograma, repolarização cardíaca, intervalos QT, análise das componentes principais.

ABSTRACT

The classical 12-lead ECG provides all information about the electrical activity and functioning of the heart. The 12-lead ECG is the medical test most used and popular among the medical professionals in order to detect heart problems and functional heart. Due to the previous information, it was built in this paper an acquisition system, which includes the hardware and software user interface able to collect ECG signals at the 12-lead standard. The hardware implemented has integrated power supply which one is completely isolated from the electric main through a DC/DC conversor and opto-isolators. Moreover, the prototype has a reduced size which makes this a portable device. However, the main advantage lies in the fact that the A/D converters of the integrated circuit ADS1298 (front-end of ECG) have 24-bit discretization, which results in a resolution of A/D conversion of 296 nV. Importantly, the equipment can work with sampling frequencies of 250 or 500 Hz, which are compatible with the values found in commercial products available on the medical electronics market. It were also implemented several analyzes based on digital signal processing, capable of providing quantitative cardiac repolarization information. These analyzes provide temporal measurements based on parameters such as QT and RR intervals, for example, parameters calculated from the decomposition of the acquired signals in their principal components, such as TWR and TCRT. Previous studies have demonstrated good ability of these parameters to stratify the risk of cardiac arrhythmias and differentiation between groups of healthy individuals and heart disease, but more tests are still needed to better generalization of these results. In summary, this paper describes the design and construction of the proposed hardware, software user interface and algorithms for pre-processing and analysis of signals implemented. At the end of the study, it was conducted a pilot study in ten healthy subjects to test the acquisition system and the robustness of the algorithms for processing and analysis developed.

Keywords: instrumentation, electrocardiogram, cardiac repolarization, QT intervals, principal component analysis.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Estrutura anatômica do coração e as partes que o constituem.	5
Figura 2 - Sequência de propagação dos potenciais de ação ao longo do coração.	6
Figura 3 - Posicionamento dos eletrodos no sistema com 3 pontos de medição.	10
Figura 4 – Posicionamento dos eletrodos no sistema com 5 eletrodos.	11
Figura 5 - Posicionamento dos eletrodos no sistema com 10 eletrodos.	12
Figura 6 - Diagrama em blocos geral do hardware de aquisição desenvolvido no trabalho.	12
Figura 7 – Modos de funcionamento do protocolo de comunicação SPI. (a) Acesso individual dos escravos; (b) Acesso simultâneo dos escravos.	13
Figura 8 - Modo de funcionamento de envio e recebimento simultâneo dos dados no barramento SPI.	14
Figura 9 - Diagrama no tempo da sequência de transmissão e recebimento de dados. Em vermelho ocorre a captura e em azul a propagação do dado no barramento SPI.	15
Figura 10 - Cabo de comunicação USB e o padrão de numeração dos pinos e cores utilizados.	17
Figura 11 - Diagrama simplificado de um conversor analógico-digital Sigma-Delta.	18
Figura 12 - Projeto básico dos circuitos eletrônicos necessários para construção de um modulador Sigma-Delta.	18
Figura 13 - Efeito <i>shaped noise</i> que ocorre em um sinal que é sobreamostrado e o modo de filtragem deste sinal.	20
Figura 14 - Estágio final do conversor $\Sigma\Delta$. Este estágio é constituído por um filtro passa baixa e um filtro de decimação.	20
Figura 15 - Sinal de ECG e a delimitação de seus segmentos e intervalos característicos.	29
Figura 16 – Ilustração de um sinal de ECG original (à esquerda) e a decomposição destes sinais em suas componentes principais (à direita).	32
Figura 17 – Gráfico do segmento correspondente a onda T do ECG das 3 primeiras componentes principais no espaço.	33
Figura 18 – Gráfico das 3 primeiras componentes principais no espaço que corresponde a um ciclo completo do sinal de ECG.	35
Figura 19 - Em vermelho a norma das componentes principais e em azul as 3 primeiras componentes principais.	35
Figura 20 - Diagrama em blocos geral do sistema desenvolvido.	37
Figura 21 - Diagrama de blocos da fonte de alimentação. A fonte contém: o elevador de tensão LM2577, o conversor DC/DC isolador DCP021212 e os demais reguladores de tensão.	38
Figura 22 - Circuito elevador de tensão. Detalhe do CI LM2577 conversor <i>Boost</i> com saída ajustável.	39

Figura 23 - Circuito conversor DC/DC isolador. Na entrada são aplicados +12V e ele disponibiliza nas suas saídas as tensões de +12 e -12V isolados da rede elétrica.	40
Figura 24 - Circuitos dos reguladores LM317 e LM337.	40
Figura 25 - Entradas analógicas do ADS1298. Cada entrada possui um filtro EMI antes da amplificação.	42
Figura 26 - Filtro RC inserido na entrada do ADS1298.	42
Figura 27 - Resposta em frequência simulada dos filtros RC. Pode se observar que a frequência de corte se localiza abaixo da frequência de 100 kHz.	43
Figura 28 – Esquema interno do amplificador RLD contido no ADS1298. Para o funcionamento basta inserir os componentes R e C apresentados.	45
Figura 29 - Amplificadores do circuito do WCT contidos no ADS1298. A configuração dos MUX's ilustrados se dá por meio de um registrador interno do ADS1298.	46
Figura 30 – Diagrama no tempo do protocolo de comunicação do ADS1298. Pinos <i>Data Ready</i> (DRDY), <i>Slave Select</i> (CS), <i>Clock</i> (SCLCK), <i>Slave OUT</i> (DOUT) e <i>Slave IN</i> (DIN).	47
Figura 31 - Diagrama em blocos do esquema de isolamento. Sendo o DCP021212 o isolador da fonte e os ADuM1200 os isoladores das linhas de comunicação SPI.	49
Figura 32 - Circuito básico do isolador ADuM1200.	50
Figura 33 - Fluxograma do <i>firmware</i> do microcontrolador. O microcontrolador aguarda o recebimento das configurações realizadas pelo usuário, configura o ADS1298 e realiza a leitura dos dados convertidos quando sinalizado. Quando 10 amostras foram recebidas envia pela USB os dados armazenados e retorna para receber mais amostras.	52
Figura 34 – Principais pinos para controle dos dados do FT245.	54
Figura 35 - Sequencia de leitura de dados do FT245. Aguardar uma borda de descida do pino RXF# em seguida colocar uma borda de descida no pino RD# e então ler o dado.	54
Figura 36 - Sequencia de escrita de dados no FT245. Ler nível lógico baixo no pino TXE#, colocar uma borda de subida no pino WR e então escrever o dado na porta.	55
Figura 37 – Forma como são empacotados e enviados os dados enviados pelo <i>hardware</i> via USB.	55
Figura 38 - Fluxograma da aquisição dos dados via USB e plotagem dos gráficos na tela do computador.	56
Figura 39 - Seleção das amostras que são plotadas na tela do software de aquisição.	57
Figura 40 - Sequência de processamento dos sinais adquiridos.	58
Figura 41 - Detecção do complexo QRS utilizando função wavelet. (a) Sinal de ECG; (b) Função wavelet.	60
Figura 42 - Fluxograma para a detecção do início e fim do complexo QRS, bem como o pico da onda R.	61

Figura 43 - Detecção do início, pico e fim da onda T utilizando a função wavelet. (a) Sinal de ECG; (b) Função wavelet.	62
Figura 44 - Fluxograma para a detecção do início, do final e do pico da onda T do EGG.	63
Figura 45 - Delimitação da medida dos intervalos RR e QT.	64
Figura 46 - Delimitação da janela de promediação dos sinais, são selecionados 200 ms antes do pico da onda R e 450 ms depois totalizando uma janela de 650 ms.	65
Figura 47 - Dimensões da placa de circuito impresso construída. A placa possui dimensões de 12 cm x 12 cm.	69
Figura 48 - Hardware desenvolvido detalhado. (1) Fonte de alimentação; (2) Microcontrolador; (3) ADS1298.	70
Figura 49 - <i>Hardware</i> desenvolvido detalhado. (4) Módulo USB; (5) Conector do cabo de ECG de 10 vias.	71
Figura 50 - <i>Hardware</i> desenvolvido detalhado. Isoladores e optoacopladores. Destacados em amarelo os isoladores ADuM1200, acima da região amarela o conversor isolador DCP021212.	72
Figura 51 - Foto da versão final do protótipo construído.	73
Figura 52 - Sinais Slave select (amarelo) e Data ready (verde). V: 2V/div; H: 10µs/div.	75
Figura 53 - Sinais SCLK (amarelo) e SS (verde). Valor ΔT no valor de 1,73 MHz correspondente a frequência de clock do mestre no barramento SPI. V: 2V/div; H: 500 ns/div.	75
Figura 54 - Sinais SCLK (amarelo) e SS (verde). V: 2V/div; H: 20µs/div.	76
Figura 55 - Sinais SCLK (amarelo) e MOSI (verde). V: 2V/div; H: 20µs/div.	76
Figura 56 - Sinais SCLK (amarelo) e MISO (verde). V: 2V/div; H: 20µs/div.	77
Figura 57 – (a) Sinal de teste senoidal com frequência de 1 Hz adquirido com frequência de amostragem de 500 Hz e ganho dos amplificadores ajustados para 1 vez. (b) Espectro de frequência do sinal adquirido.	78
Figura 58 – (a) Sinal de teste senoidal de frequência de 40 Hz adquirido com frequência de amostragem de 500 Hz e ganho dos amplificadores ajustados para 1 vez. (b) Espectro de frequência do sinal adquirido.	79
Figura 59 - Sinal de teste senoidal com frequência de 1Hz amplificado. adquirido com frequência de amostragem de 500 Hz e ganho dos amplificadores ajustados para 12 vez.	79
Figura 60 - Formulário de informações do paciente do software de aquisição. Cadastro do nome, data de nascimento e sexo do paciente.	80
Figura 61 - Aba de pré-configurações do software de aquisição. Pode-se realizar as configurações da frequência de amostragem e do ganho de tensão dos amplificadores do ADS1298.	81
Figura 62 – Sistema de aquisição completo. (1) Equipamento protótipo com cabos de ECG e USB; (2) <i>Notebook</i> . com <i>software</i> de aquisição em funcionamento; (3) Paciente e eletrodos para a aquisição dos sinais.	82
Figura 63 - Software de aquisição funcionando coletando sinais de um voluntário.	83

Figura 64 - Barra de sinalização de eletrodo desconectado. Quando o eletrodo está desconectado o círculo passa a alternar intermitentemente as cores vermelho e verde.	83
Figura 65 - Reamostragem de um sinal de teste. (a) Asteriscos em vermelho representam as amostras do sinal original à 500 Hz e (b) Asteriscos em preto representam as amostras do sinal reamostrado à 1000 Hz.	84
Figura 66 - Resposta de magnitude e fase do filtro passa baixa <i>butterworth</i> 5 ^a ordem e com frequência de corte de 45 Hz.	85
Figura 67 - Resposta de magnitude e fase do filtro passa alta <i>butterworth</i> 5 ^a ordem e com frequência de corte de 0,25 Hz.	85
Figura 68 - Teste de distorção de fase na etapa de filtragem. Sinais original e filtrado não apresentam atraso de fase.	86
Figura 69 - Detecção da variação de linha de base na derivação V5 de um sinal de ECG. Em azul sinal de ECG com variação de linha de base e em vermelho o sinal de linha de base detectado.	87
Figura 70 - Sinal de ECG da derivação V5 livre da variação de linha de base.	88
Figura 71 - Sinal de ECG, derivação V5 original, sem remoção de linha de base e filtragem digital.	89
Figura 72 - Sinal de ECG, derivação V5 após etapa de filtragem. Sinal filtrado por um filtro <i>butterworth</i> de 8 ^a ordem passa baixa com frequência de corte de 45 Hz e um filtro <i>butterworth</i> de 5 ^a ordem passa alta com frequência de corte de 0,25 Hz.	89
Figura 73 - Função <i>wavelet</i> utilizada na detecção das ondas características do ECG. Estão ilustrados o sinal de ECG em azul, a função <i>wavelet</i> utilizada na detecção dos pontos Q, R e S e também a detecção dos pontos Ti, T _{pico} e T _{end} da onda T.	90
Figura 74 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação I.	91
Figura 75 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação II.	91
Figura 76 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação V1.	92
Figura 77 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação V2.	92
Figura 78 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação V3.	93
Figura 79 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação V4.	93
Figura 80 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação V5.	94
Figura 81 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação V6.	94
Figura 82 - Resultado da janela de promediação realizada nos sinais, foram selecionados 200 ms antes do pico da onda R e 450 ms depois. Acima derivação DI, abaixo derivação DII.	95
Figura 83 - Resultado da promediação dos sinais. Acima derivação V1, abaixo derivação V2.	95
Figura 84 - Resultado da promediação dos sinais. Acima derivação V3, abaixo derivação V4.	96
Figura 85 - Resultado da promediação dos sinais. Acima derivação V5, abaixo derivação V6.	96
Figura 86 - Quatro primeiras componentes principais (w1 à w4) dos sinais de ECG promediados.	97

Figura 87 - Quatro ultimas componentes principais (w5 à w8) do sinais de ECG promediados.....	98
Figura 88 - Loop espacial das componentes w1, w2 e w3 de um sinal de ECG . Em azul está representado o comportamento espacial da onda P e do complexo QRS. Em vermelho está representado o comportamento do <i>loop</i> correspondente a onda T.	99
Figura 89 - Loop das componentes principais no plano w2 x w3. Em vermelho a demarcação do loop referente à onda T . Em azul está representado o comportamento no plano w2 x w3 da onda P e do complexo QRS. Em vermelho está representado o comportamento do <i>loop</i> correspondente a onda T.	100
Figura 90 - Loop das componentes principais no plano w1 x w2. Em vermelho a demarcação do loop referente à onda T. Em azul está representado o comportamento no plano w1 x w2 da onda P e do complexo QRS. Em vermelho está representado o comportamento do <i>loop</i> correspondente a onda T.	101
Figura 91 – Loop da onda T das componentes principais, plotado no plano w1 x w2. O parâmetro RP estima o arredondamento deste segmento.	102
Figura 92 – Três primeiras componentes principais e a norma calculada. Componentes w1 em preto, w2 em azul e w3 em roxo, e a norma calculada em traço vermelho.	103
Figura 93 – Após o calculo da norma é realizada a demarcação dos pontos para o cálculo do parâmetro TCRT.	104
Figura 94 – Em azul está representado o comportamento espacial da onda P e do complexo QRS. Em vermelho está representado o comportamento do <i>loop</i> correspondente a onda T.Os pontos tRE, tTP, t'RE, t'RS e o pico do complexo QRS também estão ilustrados no gráfico, demonstrando a localização espacial destes pontos.....	105
Figura 95 – Em azul está representado o comportamento no plano da onda P e do complexo QRS. Em vermelho está representado o comportamento do <i>loop</i> correspondente a onda T.Os pontos tRE, tTP, t'RE, t'RS e o pico do complexo QRS também estão ilustrados no gráfico, demonstrando a localização no plano w2 x w1 destes pontos.	106
Figura 96 - Relatório gerado pelo equipamento de teste de segurança elétrica. Todas as conexões apresentaram corrente de fuga de 3,8 μ A, o que categoriza o equipamento como Classe II do Tipo B.....	107
Figura 97 - Média e o desvio padrão dos parâmetros referentes a dispersão dos intervalos QT (QTd – dispersão do intervalo QT; QTdB – dispersão do intervalo QT corrigido pela formula de <i>Bazzer</i> ; QTdF – dispersão do intervalo QT corrigido pela formula de <i>Framingham</i> ; QTdH – dispersão do intervalo QT corrigido pela formula de <i>Hodges</i>	109
Figura 98 – (a) Intervalo RR médio e desvio padrão do grupo de voluntários analisados. (b) HR médio e desvio padrão do grupo de voluntários analisados.	110
Figura 99 - (a) Média e desvio padrão do parâmetro TCRT calculado a partir dos dados coletados no grupo de voluntários. (b) Média e desvio padrão do parâmetro TCRT convertido para graus (°).	110

Figura 100 - Média e desvio padrão dos parâmetros RP e TWR calculados a partir das componentes principais dos sinais coletados do grupo de voluntários saudáveis.	111
Figura 101 - Comparação do RP. (a) $RP = 0,24$; (b) $RP = 0,52$; (c) $RP = 0,76$	112

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Modos de configuração de polaridade e fase na comunicação SPI...	14
Tabela 2 - Configurações de frequência de amostragem do dispositivo ADS1298.....	44
Tabela 3 - Comandos básicos do protocolo de comunicação do ADS1298.....	47
Tabela 4 - Registradores do ADS1298, seus valores de endereço e <i>reset</i>	48
Tabela 5 - Resumo de características do microcontrolador ARM7 ADuC7026.	50
Tabela 6 - Pinos e portas do microcontrolador utilizados e suas funcionalidades.	53
Tabela 7 - Valores aproximados para a frequência central em cada escala da transformada <i>wavelet</i> da função primeira derivada da gaussiana, considerando o sinal amostrado na frequência de 1kHz.	59
Tabela 8 - Resumo e descrição das equações utilizadas no cálculo dos parâmetros utilizando as componentes principais.....	66
Tabela 9 - Valores configurados nos registradores do ADS1298 para a aquisição dos sinais.	73
Tabela 10 - Resultados do estudo piloto utilizando um grupo de 9 voluntários saudáveis.....	108
Tabela 11 - Comparação dos resultados obtidos no estudo piloto com trabalhos realizados anteriormente.	113

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	– Analógico-digital
Bpm	– Batimentos por minuto
CI	– Circuito integrado
ECG	– Eletrocardiograma
EEG	– Eletroencefalograma
FC	– Frequência Cardíaca
RP	– <i>Roundness Parameter</i>
PGA	– <i>Programable Gain Amplifier</i>
RLD	– <i>Rigth Leg Driven</i>
SPI	– <i>Serial Peripheral Interface</i>
SPS	– <i>Samples per Second</i>
TCRT	– <i>Total Cosine R- to -T</i>
TW	– Transformada Wavelet
TWR	– <i>T-wave residumm</i>
USB	– <i>Universal Serial Bus</i>
Vpp	– Volt de pico à pico
WCT	– <i>Wilson Central Terminal</i>

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	XV
LISTA DE TABELAS	XXI
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	XXIII
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 OBJETIVOS.....	3
1.1.1 <i>Objetivos Específicos</i>	3
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	4
2.1 SISTEMA CARDIOVASCULAR.....	4
2.1.1 <i>O Coração</i>	5
2.1.2 <i>Eletrocardiograma</i>	6
2.1.2.1 A Repolarização Cardíaca	7
2.1.2.1.1 Heterogeneidade da Repolarização	8
2.1.2.1.2 Técnicas de Investigação da Repolarização Cardíaca	8
2.1.2.2 As Derivações	9
2.2 <i>HARDWARE</i>	12
2.2.1 <i>Comunicação SPI</i>	13
2.2.2 <i>Comunicação USB</i>	16
2.2.3 <i>Conversor Analógico-Digital Sigma Delta</i>	18
2.3 SEGURANÇA ELÉTRICA.....	21
2.3.1 <i>Introdução a IEC60601</i>	21
2.3.2 <i>Definições Comuns na Norma IEC 60601</i>	22
2.3.3 <i>Corrente de Fuga</i>	25
2.4 PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS	26
2.4.1 <i>Detecção das Ondas Características do ECG Utilizando Wavelet</i>	26
2.4.2 <i>Intervalos QT, QTc e a dispersão QT</i>	28
2.4.3 <i>Decomposição em Componentes Principais</i>	31
2.4.3.1 <i>T-wave Residuum</i>	32
2.4.3.2 <i>Total Cosine R-to-T</i>	34
3 MATERIAIS E MÉTODOS.....	37
3.1 <i>HARDWARE</i> DESENVOLVIDO.....	37
3.1.1 <i>Fonte de Alimentação</i>	37
3.1.2 <i>Front-End ADS1298</i>	41
3.1.2.1 Entradas Analógicas	41
3.1.2.2 Ganho Programável e Frequência de Amostragem.....	43

3.1.2.3	Conversores Analógico/Digital.....	44
3.1.2.4	Circuitos RLD e WCT	45
3.1.2.5	Interface de Comunicação	46
3.1.3	<i>Isoladores</i>	49
3.1.4	<i>Microcontrolador</i>	50
3.1.5	<i>Conversor USB</i>	53
3.2	SOFTWARE DE AQUISIÇÃO	56
3.3	PROCESSAMENTO E ANÁLISE DOS SINAIS.....	58
3.3.1	<i>Deteção dos Complexos QRS e Onda T</i>	59
3.3.1.1	Deteção do Complexo QRS	60
3.3.1.2	Deteção da Onda T.....	62
3.3.2	<i>Análise dos Intervalos</i>	63
3.3.3	<i>Decomposição em Componentes Principais</i>	64
3.4	TESTE DE SEGURANÇA ELÉTRICA	67
3.5	COMITÊ DE ÉTICA E COLETA DE DADOS	68
3.5.1	<i>Estudo Piloto</i>	68
4	RESULTADOS	69
4.1	O HARDWARE	69
4.1.1	<i>Placa Desenvolvida</i>	69
4.1.2	<i>Comunicação SPI</i>	74
4.2	O SOFTWARE DE AQUISIÇÃO	80
4.3	ANÁLISE DOS SINAIS.....	83
4.3.1	<i>Reamostragem, Remoção da Linha de Base e Filtragem.</i>	84
4.3.2	<i>Deteção do Complexo QRS e Onda T</i>	90
4.3.3	<i>Promediação dos Sinais</i>	95
4.3.4	<i>Decomposição em Componentes Principais</i>	97
4.4	TESTES REALIZADOS	107
4.4.1	<i>Teste de Isolamento Elétrico</i>	107
4.4.2	<i>Resultados do Estudo Piloto</i>	108
5	DISCUSSÃO, CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	114
5.1	CONCLUSÃO.....	118
5.2	TRABALHOS FUTUROS	120
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS	121
	ANEXO A – (CERTIFICADO COMITÊ ÉTICA).....	127

1 INTRODUÇÃO

Segundo dados do Ministério da Saúde (BRASIL, 2002), as doenças do coração e dos vasos (*e.g.*, infarto agudo do miocárdio, morte súbita, acidente vascular encefálico, edema agudo de pulmão e insuficiência renal) constituem no Brasil a primeira causa de morte (27,4%) e desde a década de 1960 têm sido mais comuns que as doenças infecciosas e parasitárias. Ainda de acordo com o Ministério da Saúde, a hipertensão arterial e o diabetes *mellitus* (DM) constituem os principais fatores de risco populacional para as doenças cardiovasculares, motivo pelo qual representam agravos de saúde pública, dos quais cerca de 60 a 80% dos casos podem ser tratados na rede básica (BRASIL, 2002).

Ainda, de acordo com estudos realizados recentemente, os problemas de morte súbita devido à parada cardíaca, permanecem sendo um dos principais problemas de saúde pública, sendo que este tipo de ocorrência contabiliza cerca de 350.000 mortes nos Estados Unidos anualmente (HAÏSSAGUERRE *et al.*, 2008). No Brasil estas ocorrências chegam ao número de aproximadamente 220.000 mortes por ano (BRASIL, 2002).

A alta incidência deste problema, e a natureza súbita e inesperada do mesmo, agravam ainda mais a situação. Somado a isto, ainda existe o fato de que as intervenções de ressuscitação são, na maioria dos casos, mal sucedidas; isto faz com que a morte súbita cardíaca seja considerada um dos maiores problema da cardiologia clínica, das intervenções de emergência e por consequência de saúde pública (ZHENG *et al.*, 2001).

Visto a dimensão negativa do problema em questão, a pergunta que se faz é: Afinal, como definir a morte súbita cardíaca? Em resposta a esta questão ZIPES e WELLENS (1998) definem a morte súbita como: morte natural inesperada de uma causa cardíaca dentro de um curto período de tempo, geralmente menor ou igual a 1 hora a partir do início dos sintomas, em uma pessoa sem qualquer condição prévia.

Uma vez definido o problema, esforços têm sido realizados já a algum tempo a fim de tentar encontrar relação entre alterações nos sinais eletrocardiográficos e a pré disposição ao desenvolvimento de problemas cardíacos. Estudos apontam que heterogeniedade ou dispersão da repolarização ventricular implicam no desenvolvimento de arritmias ventriculares (KUO *et al.*, 1983; MERRI *et al.*, 1989).

Além disto, outros trabalhos evidenciam que indivíduos durante episódio de hipoglicemia, caso comumente apresentado por pessoas com diabetes, sofrem alterações na repolarização ventricular, fato que pode

resultar, em alguns casos, no desenvolvimento de arritmias cardíacas (MARQUES *et al.*, 1997; CHRISTENSEN *et al.*, 2010).

Com isto, pesquisas têm sido realizadas em grandes populações, a fim de comparar métodos e encontrar marcadores eficientes na estratificação do risco de desenvolvimento de arritmias. Estes estudos têm levantado uma série de possibilidades, algumas mais eficientes que outras. Porém, a partir dos resultados encontrados, fica claro que existe um futuro promissor nesta abordagem do problema (ZABEL *et al.*, 2000).

É consenso que os sinais de ECG sejam adquiridos por meio do padrão de 12 derivações. Isto porque neste formato é possível captar praticamente toda a informação da atividade elétrica do coração. Diferentes métodos têm sido testados e comparados; alguns envolvendo medidas temporais (intervalos e segmentos *e.g.*, QT, RR, ST) e outros medidas espaciais, baseadas na decomposição dos sinais em suas componentes principais. Existem ainda casos onde é utilizada uma mescla de medidas (temporais e espaciais) a fim de encontrar indícios de correlação entre os marcadores (ZABEL *et al.*, 2002; OKIN *et al.*, 2002).

Com todas estas evidências e informações em mãos, pretendeu-se neste trabalho, construir uma ferramenta composta por um sistema de aquisição (*hardware* e *software* de interface) de ECG no padrão de 12 derivações e uma etapa de processamento digital de sinais que tem por objetivo quantificar a repolarização ventricular. A partir deste equipamento, visa-se apoiar as pesquisas que utilizem sinais eletrocardiográficos. Esta ferramenta também busca permitir que os sinais adquiridos sejam analisados utilizando as técnicas que têm se apresentado mais promissoras na avaliação da repolarização cardíaca.

1.1 OBJETIVOS

O presente trabalho pretende projetar e construir um sistema integrado constituído por um *hardware* (baseado no *front end* ADS1298 da *Texas Instruments Inc.*) e um *software* que juntos sejam capazes de realizar a aquisição dos sinais de um ECG de 12 derivações e, além disso, processar estes sinais digitalmente utilizando medidas temporais e a decomposição em componentes principais, a fim de se obter descritores que possam descrever quantitativamente a repolarização ventricular. Para cumprir este propósito, foram traçados os seguintes objetivos específicos.

1.1.1 Objetivos Específicos

- Construir um eletrocardiógrafo de 12 canais compacto e portátil para aquisição dos sinais de ECG.
- Desenvolver um *software* de interface para realizar o armazenamento dos dados adquiridos pelo *hardware* implementado.
- Processar os sinais de ECG adquiridos pelo sistema para a análise quantitativa e qualitativa de repolarização ventricular.
- Realizar um estudo piloto com indivíduos sadios para avaliar a metodologia desenvolvida.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Os tópicos abordados neste capítulo tratam de revisar conceitos fundamentais que embasam o projeto executado.

2.1 SISTEMA CARDIOVASCULAR

O sistema cardiovascular integra o corpo como uma unidade. Ele proporciona aos músculos ativos uma corrente contínua de nutrientes e oxigênio para que haja manutenção de um alto nível de transferência energética. Além disso, o processo de circulação também possibilita a remoção de co-produtos do metabolismo no local onde ocorre a liberação de energia. O responsável por impulsionar sangue até os tecidos é o coração. O coração poderia ser comparado com uma bomba propulsora que produz trabalho através da contração de suas fibras musculares estriadas cardíacas (MCARDLE; KATCH; KATCH, 2003).

Para desempenhar sua função, o aparelho cardiovascular está organizado morfológica e funcionalmente para:

- a) Gerar e manter uma diferença de pressão interna ao longo do seu circuito;
- b) Conduzir e distribuir continuamente o volume sanguíneo aos diferentes tecidos do organismo;
- c) Promover a troca de gases (principalmente oxigênio e gás carbônico), nutrientes e substâncias entre o compartimento vascular e as células teciduais;
- d) Coletar o volume sanguíneo proveniente dos tecidos e retorná-lo de volta ao coração.

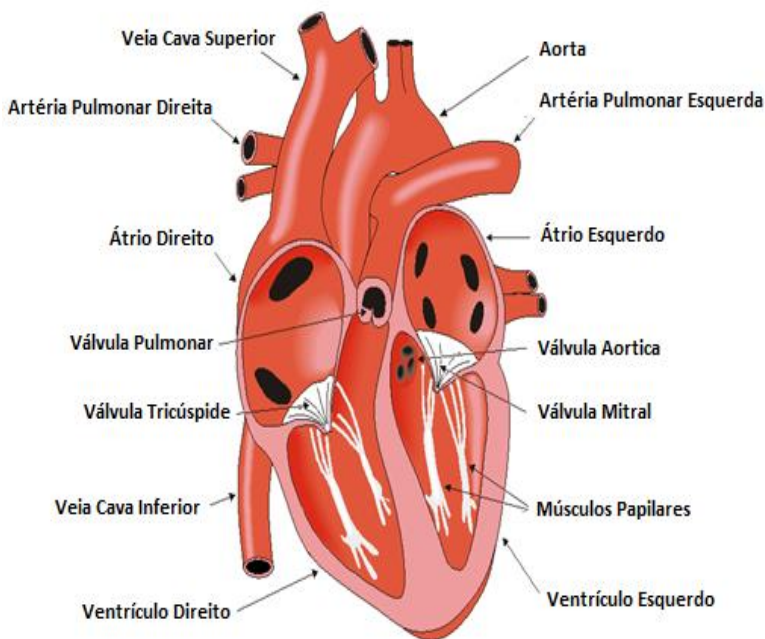
Para que todas estas funções sejam realizadas este sistema é constituído pelas seguintes estruturas (Figura 1):

- a) Uma bomba premente e aspirante geradora de pressão e receptora de volume sanguíneo – o coração;
- b) Um sistema tubular condutor e distribuidor, representado pelo sistema de vasos arteriais (sistema vascular arterial);
- c) Um sistema tubular trocador – a microcirculação;
- d) Um sistema tubular coletor de retorno – o sistema de vasos venosos (sistema vascular venoso) e linfáticos (sistema vascular linfático).

2.1.1 O Coração

O coração está constantemente se contraindo e a relaxando (estes processos são conhecidos como sístole e diástole), a fim de bombear sangue a todo o corpo. Seu sincronismo atua como se fossem duas bombas trabalhando simultaneamente. Uma das bombas engloba o átrio direito e o ventrículo direito e a outra o átrio esquerdo e o ventrículo esquerdo. A função do átrio e do ventrículo direitos é enviar o sangue para os pulmões, onde o dióxido de carbono é liberado e o sangue oxigenado. Por outro lado, o átrio e o ventrículo esquerdos têm o trabalho de bombear o sangue enriquecido de oxigênio para todas as partes do corpo.

Figura 1 - Estrutura anatômica do coração e as partes que o constituem.

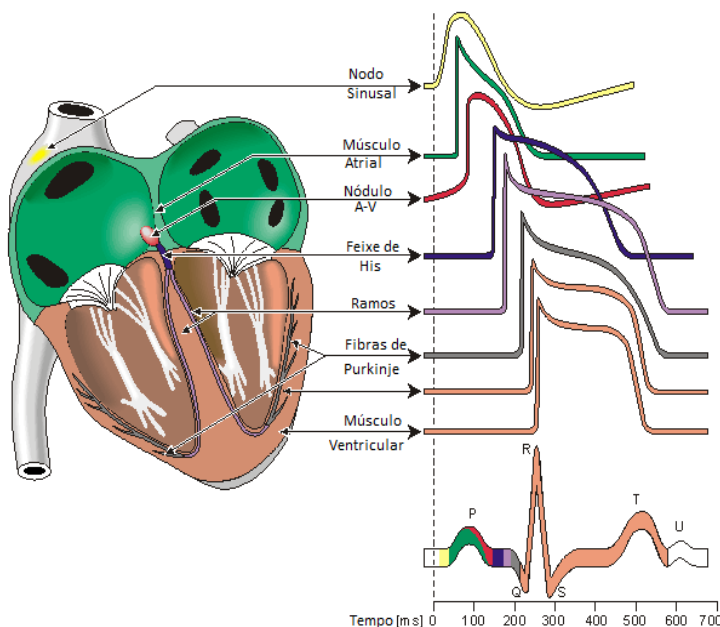


O coração funciona de forma cíclica, e o período que compreende o início de um batimento cardíaco até o início de outro seguinte, denomina-se ciclo cardíaco. Cada ciclo tem seu começo a partir da geração espontânea de um potencial de ação no nodo sinusal (marcapasso natural do coração). Tal potencial de ação percorre

rapidamente ambos os átrios, atingindo o feixe atrioventricular até chegar aos ventrículos (GUYTON; HALL, 2011).

A sequência de ativação e propagação dos potenciais de ação ao longo do coração pode ser visto na Figura 2.

Figura 2 - Sequência de propagação dos potenciais de ação ao longo do coração.



A soma destes potenciais propagados até a superfície do corpo é o sinal eletrocardiográfico.

2.1.2 O Eletrocardiograma

O eletrocardiograma (ECG) é o registro, na superfície do corpo, da soma algébrica das variações dos potenciais de ação produzidos pelas células cardíacas, fornecendo informações sobre a sequência temporal dos eventos elétricos e mecânicos no coração. Tais eventos são identificados no ECG através de suas ondas características (P, Q, R, S e

T), intervalos (*e.g.*, QT) e segmentos (*e.g.*, ST) (OKAMOTO, 1999), como pode ser observado na Figura 2.

O eletrocardiograma normal é composto pela onda P, pelo "complexo QRS" e pela onda T. O complexo QRS é constituído por três ondas distintas, a onda Q, a onda R e a onda S. A onda P é causada por potenciais elétricos gerados quando os átrios se despolarizam antes da contração. O complexo QRS é causado por potenciais gerados quando os ventrículos se despolarizam antes da contração, ou seja, quando a onda de despolarização se difunde pelos ventrículos. Tanto a onda P como os componentes do complexo QRS são, portanto, ondas de despolarização (GUYTON; HALL, 2011; KHAN, 2008).

A onda T é causada por potenciais gerados enquanto os ventrículos se recuperam do estado de despolarização. Esse processo no músculo ventricular ocorre 0,25 a 0,35 s após a despolarização, sendo esta onda conhecida como onda de repolarização (KHAN, 2008).

2.1.2.1 A Repolarização Cardíaca

A natureza da onda de repolarização é, a princípio, muito diferente da de despolarização. Diferentemente da onda de despolarização a onda de repolarização não é um fenômeno de propagação. Se olharmos uma célula no momento em que ela se despolariza pode-se ver que outra célula ao seu lado se despolariza também e isto produz um campo elétrico que dispara o fenômeno de despolarização. Desta forma a onda de despolarização se propaga como uma onda através do tecido cardíaco (MALMIVUO; PLONSEY, 1995).

Em termos gerais a repolarização ventricular é um fenômeno eletrofisiológico associado com recuperação das células cardíacas, que acontece após sua despolarização ou excitação. A onda T do ECG é, por sua vez, a manifestação elétrica do processo de repolarização e reflete a influência da frequência cardíaca, da atividade do sistema nervoso autônomo, da sequência de ativação ventricular e possíveis distúrbios elétricos (CONRATH; OPTHOF, 2006).

O intervalo QT, que pode ser medido por meio do ECG, representa o tempo total necessário para que ocorra toda a despolarização e repolarização ventricular. De acordo com estudos realizados, situações de hipoglicemia aguda levam a condições de repolarização cardíaca anormal, onde podem ser observados aumentos significativos dos intervalos QT e da dispersão dos intervalos QT (QTd) (aproximadamente de 75 e 55 ms respectivamente). Tal aumento é suficientemente significativo a ponto de, em algumas condições clínicas,

desencadear arritmias cardíacas graves (MARQUES *et al.*, 1997; ROBINSON *et al.*, 2003).

2.1.2.1.1 *Heterogeneidade da Repolarização*

Se todos os potenciais de ação ventriculares tivessem a mesma magnitude e duração, a heterogeneidade ou dispersão da repolarização seria extremamente pequena, porém continuaria presente, isto por que nem todas as partes do miocárdio são ativadas simultaneamente. Devido ao fato de que nem todas as células do coração, nem mesmo em uma região específica como, por exemplo, a ventricular, são idênticas, pode-se dizer que existe sempre um grau de heterogeneidade na repolarização cardíaca (SURAWICZ, 1995).

Na realidade, o coração normal possui algum grau de heterogeneidade em diversos níveis. Por exemplo, a nível regional, devido a diferenças anatômicas como a dos dois ventrículos; a nível transmural, onde os potenciais de ação que percorrem as células do endocárdio, do miocárdio e do epicárdio possuem diferentes formatos e tempo de duração; e a nível temporal de heterogeneidade ou mudanças de batimento em batimento (RUBULIS, 2007; PUEYO; MARTÍNEZ; LAGUNA, 2008).

Contudo, existem casos onde o nível de heterogeneidade é considerado fora dos padrões, e este tipo de problema pode acabar resultando em arritmias cardíacas. Problemas de cunho patológico, como por exemplo, isquemias, síndrome de Brugada e a síndrome do QT longo além de anormalidades na geração dos impulsos e potenciais de ação podem aumentar a heterogeneidade da repolarização ventricular (PUEYO; MARTÍNEZ; LAGUNA, 2008).

Por isso a análise da repolarização nos sinais de ECG tem provado ser uma ferramenta útil, uma vez que permite a estratificação de risco de desenvolvimento de arritmias cardíacas. Através desta análise pode-se obter informações importantes sobre a situação da repolarização ventricular de forma não invasiva.

2.1.2.1.2 *Técnicas de Investigação da Repolarização Cardíaca*

Diferentes métodos têm sido propostos a fim de estimar marcadores capazes de estratificar o risco de desenvolvimento de arritmias. Estas técnicas são divididas em duas categorias (PUEYO; MARTÍNEZ; LAGUNA, 2008):

1. Medidas da dispersão espacial da repolarização.

2. Medidas da dispersão temporal da repolarização.

Dentro das medidas de dispersão espacial (categoria 1) podem-se dividir mais duas categorias:

1. Duração do Intervalo de Repolarização
 - a. Dispersão dos intervalos QT
 - b. Largura da onda T
 - c. Tempo entre o pico e o fim da onda T
2. Morfologia da Onda T
 - a. Coseno total entre onda R e a onda T
 - b. Resíduo da onda T

Já as medidas de dispersão temporal (categoria 2) existem ainda as seguintes subdivisões:

1. Dinâmica dos intervalos QT após variação da frequência cardíaca (FC)
2. Variabilidade batimento a batimento
3. Alterações morfológicas na onda T

Na seção 2.4 serão abordados com detalhes os marcadores e métodos escolhidos e implementados para a análise dos sinais realizada neste trabalho.

2.1.2.2 As Derivações

Os sinais eletrocardiográficos são adquiridos por meio de eletrodos estrategicamente posicionados sobre a superfície do corpo humano. O ECG de 12 derivações, ou canais, é utilizado a fim de se obter 12 visualizações da atividade elétrica do coração, de diferentes pontos de vista (KHAN, 2008). As derivações comumente utilizadas em um ECG de 12 canais padrão podem ser divididas em três grupos: as derivações bipolares (I, II, III), derivações bipolares aumentadas (aVR, aVL e aVF) e as derivações unipolares ou precordiais (V1 a V6).

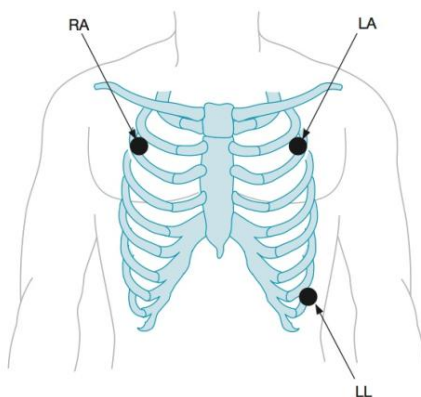
Para a aquisição dos sinais referentes às derivações bipolares, os eletrodos são posicionados nos membros periféricos, sendo eles: o braço direito (*right arm* - RA), o braço esquerdo (*left arm* - LA) e a perna esquerda (*left leg* - LL). Já os eletrodos correspondentes às derivações precordiais são posicionados estrategicamente no peito do paciente. (KHAN, 2008)

Apesar da aquisição em 12 derivações ser a mais comum para o diagnóstico de cardiopatias, os sinais de ECG podem ser adquiridos também de outras duas formas: os sistemas com três e cinco eletrodos. Vamos traçar um paralelo para melhor visualizar as diferenças na aquisição.

No sistema com 3 eletrodos os mesmos são posicionados como ilustrado na Figura 3 e obtêm-se (BURNS, 2012):

- Uso de apenas 3 eletrodos (RA, LA e LL);
- O monitor pode mostrar as derivações bipolares I, II e III.

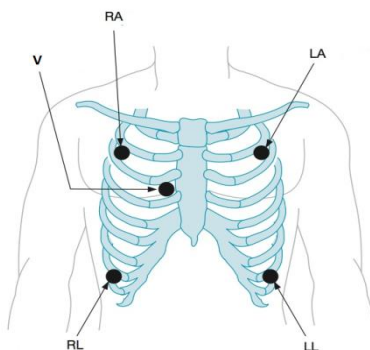
Figura 3 - Posicionamento dos eletrodos no sistema com 3 pontos de medição.



Já no sistema com 5 eletrodos os eletrodos são posicionados como ilustrado na Figura 4, e têm-se (BURNS, 2012):

- Utilização de 5 eletrodos (RA, LA, LL, RL e V);
- O monitor mostra as derivações bipolares I, II e III;
- e, dependendo da posição do eletrodo V, pode mostrar a derivação pré-cordial de V1 a V6;

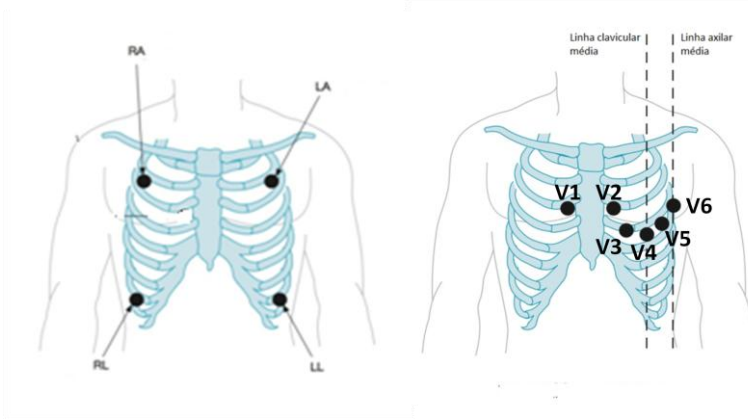
Figura 4 – Posicionamento dos eletrodos no sistema com 5 eletrodos.



No sistema com 12 derivações, os eletrodos são posicionados como ilustrado na Figura 5, têm-se então (BURNS, 2012):

- Uso de 10 eletrodos para produzir o ECG de 12 canais;
- Eletrodos em todos os membros (RA, LA, LL e RL);
- 6 eletrodos pré-cordiais (V1 a V6);
- O monitor pode apresentar as 12 derivações (I, II e III), (V1 a V6) e (aVR, aVL e aVF);
- Com isso, permite a interpretação de áreas específicas do coração, e.g., Inferior (II, III e aVF), Lateral (I, aVL, V5 e V6) e Anterior (V1 a V4).

Figura 5 - Posicionamento dos eletrodos no sistema com 10 eletrodos.

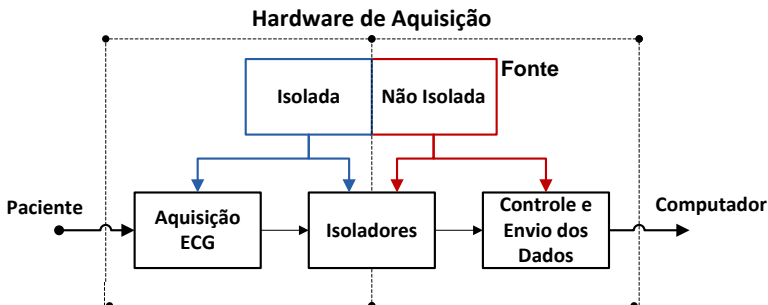


2.2 HARDWARE

A fim de esclarecer questões específicas envolvidas no presente trabalho, nesta seção são abordados os padrões de comunicação e seus modos de funcionamento os quais foram utilizados no *hardware* projetado. Também serão apresentados o princípio de funcionamento do conversor analógico-digital (A/D) sigma-delta e a norma que regulamenta a segurança de equipamentos eletromédicos (NBR IEC 60601).

Na Figura 6 está ilustrado um diagrama em blocos geral do *hardware* do sistema de aquisição desenvolvido.

Figura 6 - Diagrama em blocos geral do hardware de aquisição desenvolvido no trabalho.

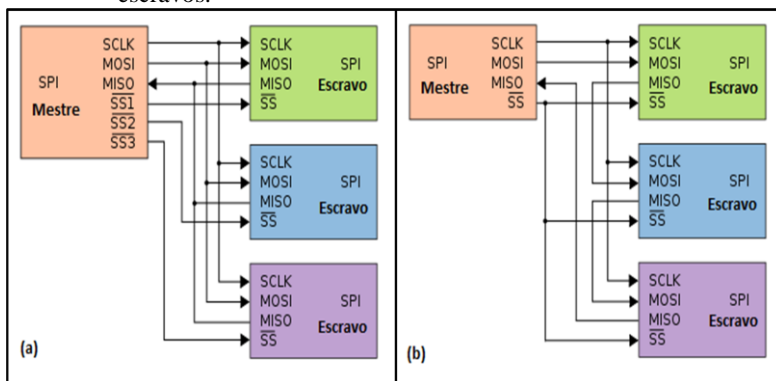


2.2.1 Comunicação SPI

Serial Peripheral Interface ou SPI é um protocolo padrão de comunicação serial síncrono, o qual permite a comunicação de microcontroladores com diversos outros dispositivos, formando deste modo uma rede de comunicação. Os dispositivos ligados a um barramento SPI se comunicam no modo mestre/escravo; Em modo "escravo", o microcontrolador comporta-se como um componente da rede, recebendo o sinal de *clock* do mestre. Já em modo "mestre", o microcontrolador gera um sinal de *clock* e deve ter pinos de entrada/saída para habilitação de cada periférico.

Este barramento é composto basicamente por 4 linhas de comunicação, e são elas: SCLK (linha de *clock*), MOSI (*Master output – Slave input*), MISO (*Master input – Slave output*) e SS (*Slave Select*). Em um barramento de comunicação SPI um mestre pode acessar vários dispositivos escravos ao mesmo tempo ou de forma individual, como mostra a Figura 7.

Figura 7 – Modos de funcionamento do protocolo de comunicação SPI. (a) Acesso individual dos escravos; (b) Acesso simultâneo dos escravos.



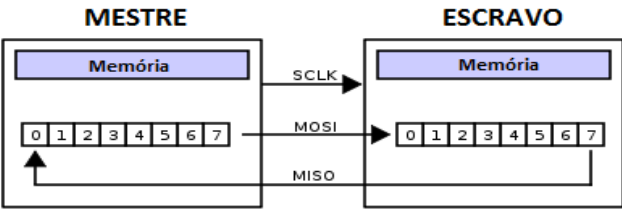
O acesso, para envio ou recebimento de dados dos escravos, se dá por meio do pino SS. Uma vez selecionado, o escravo pode receber e enviar informações ao mestre simultaneamente, isto porque a comunicação SPI é do tipo *Full Duplex*, ou seja, os dados trafegam ao mesmo tempo pelo barramento. Para que seja possível a implementação deste tipo de comunicação geralmente existem registradores de

deslocamento com o tamanho da palavra fixo, geralmente 8 bits, nos dispositivos ligados à rede. Então, durante cada ciclo de *clock* ocorre uma transmissão do tipo *Full Duplex*.

- O mestre envia um bit na linha MOSI; O escravo lê este bit na mesma linha.
- O escravo envia um bit na linha MISO; O mestre lê este bit na mesma linha.

A Figura 8 ilustra a forma como estes dados trafegam e são alocados nos dispositivos, por meio de registradores de deslocamento e um buffer circular.

Figura 8 - Modo de funcionamento de envio e recebimento simultâneo dos dados no barramento SPI.



Além disto, o barramento de comunicação pode funcionar de 4 modos diferentes de acordo com a configuração da polaridade (CPOL, *clock polarity*) e da fase do clock (CPHA, *clock phase*), estas configurações estão apresentadas na Tabela 1.

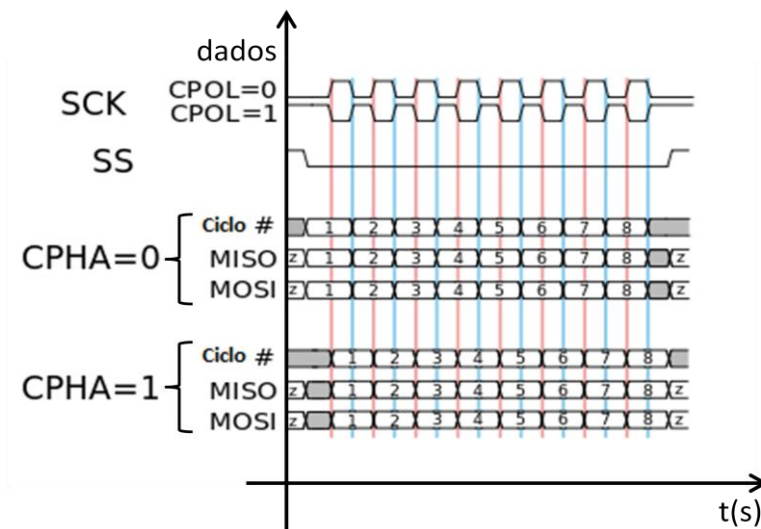
Tabela 1 - Modos de configuração de polaridade e fase na comunicação SPI.

Modo	CPOL	CPHA
0	0	0
1	0	1
2	1	0
3	1	1

Para um melhor entendimento, o diagrama no tempo da transmissão de dados via barramento SPI está ilustrado na Figura 9. Podem-se visualizar as diferenças na transmissão devido à alteração das configurações de polaridade e fase do *clock*.

- Com $CPOL = 0$, o valor de base do *clock* é igual a zero;
 - Para $CPHA = 0$, o dado é capturado na borda de subida do sinal de *clock* (transição de nível baixo para alto) e o dado é propagado na borda de descida (transição de nível alto para baixo).
 - Para $CPHA = 1$, o dado é capturado na borda de descida e propagado na borda de subida.
- Com $CPOL = 1$, o valor de base do *clock* é igual a um;
 - Para $CPHA = 0$, o dado é capturado na borda de descida e propagado na borda de subida.
 - Para $CPHA = 1$, o dado é capturado na borda de subida do sinal de *clock* e o dado é propagado na borda de descida.

Figura 9 - Diagrama no tempo da sequência de transmissão e recebimento de dados. Em vermelho ocorre a captura e em azul a propagação do dado no barramento SPI.



Estas são as principais características do protocolo de comunicação SPI. Além disso, vale ressaltar que no início da transmissão dos dados o mestre configura a frequência de operação do sinal de *clock*. É importante que esta frequência não ultrapasse o máximo valor de *clock* aceito pelo escravo, sendo que as frequências de

clock variam geralmente desde 1 até 70 MHz. Isto significa que pode se atingir taxas de transmissão elevadas neste barramento, sendo esta a principal vantagem do protocolo SPI sobre os demais protocolos de comunicação serial.

2.2.2 Comunicação USB

Neste tópico não serão tratadas as questões relacionados com o envio e recebimento dos dados na comunicação USB em si. Serão descritas brevemente as categorias de transmissão e questões pertinentes ao trabalho desenvolvido nesta dissertação.

A comunicação USB (*Universal Serial Bus*) é sem duvida o protocolo de comunicação entre computadores e periféricos mais difundido hoje no mundo. Na última década este padrão tomou conta de tudo o que engloba comunicação entre estes dispositivos. Definindo de forma bastante simplificada, USB é um protocolo de comunicação que suporta transferência de dados entre computadores e periféricos. Além disto, o barramento USB é um tipo de conexão *Plug and Play* (ligar e usar) que permite a conexão de periféricos sem a necessidade de desligar o computador.

De forma análoga ao protocolo SPI, o barramento USB também possui um “Mestre”; Este é conhecido como USB *Host* (hospedeiro) e só pode existir um no barramento. O *Host* toma conhecimento da inserção e do desligamento dos dispositivos, inicia o processo de enumeração e comanda todas as transações subsequentes no barramento. É de sua responsabilidade também coletar os status e as estatísticas de cada periférico.

O protocolo USB prevê *hot-swap* dos dispositivos, ou seja, eles podem ser conectados e desconectados sem necessidade de desligá-los nem de desligar ou reinicializar o *host*. O cabo USB possui quatro fios; dois (D+ e D-) são usados para transmissão de informações e os outros dois são de alimentação e terra (Figura 10). Os periféricos que usam alta velocidade (12MB) devem ter um resistor no cabo D+, e os de baixa velocidade (1,5 MB) devem ter um resistor no D-. O *host* usa a diferença de tensão causada pela inclusão destes resistores no barramento para saber que um novo dispositivo foi acoplado e identificar qual é a sua velocidade de transmissão.

Figura 10 - Cabo de comunicação USB e o padrão de numeração dos pinos e cores utilizados.



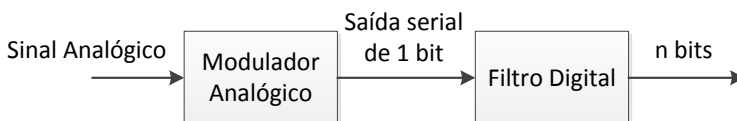
Vamos fazer uma breve descrição sobre a maneira como podem ser transferidos os dados entre o *Host* e os periféricos. Esta transferência pode ser feita de quatro formas, são elas: *Control*, *Interrupt*, *Isochronous* e *Bulk*.

1. *Control*: é usada pelo *host* para solicitar informações e configurar dispositivos.
2. *Interrupt*: é usada pelo dispositivo para causar uma interrupção no *host*. Como o *host* é o mestre do barramento e nenhum “escravo” pode interrompê-lo, o que acontece na realidade é que, de tempos em tempos, o *host* envia um pacote do tipo *Interrupt* para cada dispositivo. Se o dispositivo tiver alguma interrupção na fila, ele envia então os seus dados.
3. *Isochronous*: É uma transferência sem “handshakes” ou reenvio de pacotes. Se um pacote chegar com erro no destino (que pode ser tanto o *host* quanto o dispositivo), ele é simplesmente descartado. Usado para transferências em que a integridade é menos importante do que a velocidade dos dados *e.g.*, transferência de som.
4. *Bulk*: Consiste de protocolos de “handshaking”, para verificação de erros e eventual reenvio do pacote. É usado em dispositivos cuja confiabilidade dos dados é crítica.

2.2.3 Conversor Analógico-Digital Sigma Delta

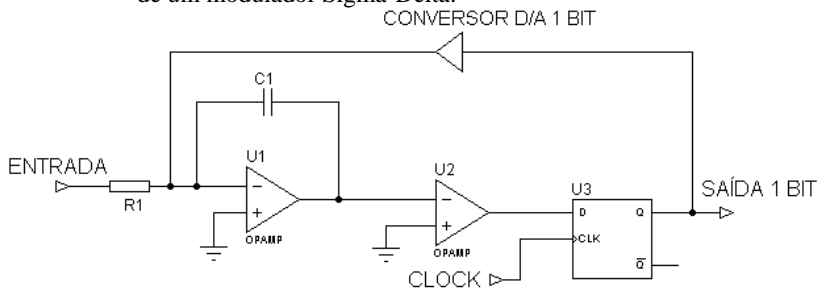
O conversor analógico-digital (A/D) sigma- delta ($\Sigma\Delta$), também conhecido como conversor A/D de 1 bit ou conversor A/D por sobreamostragem (*oversampling*), funciona utilizando uma abordagem diferente. Pode-se dividir este modelo de conversor basicamente em dois módulos: modulador analógico e filtro digital. Um diagrama em blocos simplificado pode ser visto na Figura 11.

Figura 11 - Diagrama simplificado de um conversor analógico-digital Sigma-Delta.



O projeto básico de um modulador sigma-delta pode ser visto na Figura 12.

Figura 12 - Projeto básico dos circuitos eletrônicos necessários para construção de um modulador Sigma-Delta.



O sinal analógico entra no primeiro amplificador operacional, que é um integrador somador, para criar uma forma de onda triangular proporcional à tensão do sinal analógico. Esta forma de onda triangular encontrada na saída do integrador é então comparada com o zero volt pelo segundo amplificador operacional, que é um comparador. Ele pode ser considerado um conversor A/D de 1 bit, já que sua saída terá dois estados, alto ou baixo, dependendo se a saída do integrador é positiva ou

negativa. A saída do comparador é armazenada em um flip-flop do tipo D, que é uma memória estática de um bit. Este flip-flop trabalha em uma frequência muito alta (MAXIM, 2003).

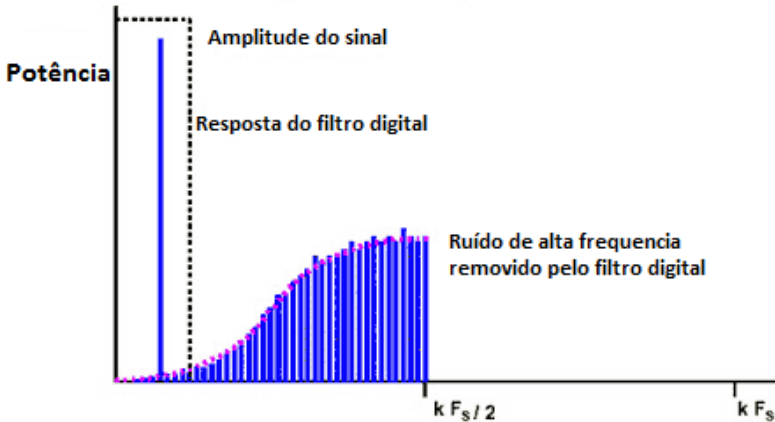
A saída do flip-flop é usada para realimentar o circuito através de um conversor D/A de um bit. Este conversor D/A de um bit converterá basicamente o “0” ou o “1” armazenado no flip-flop em uma tensão de referência positiva ou negativa para ser somado na saída de um integrador somador.

Portanto, o integrador somador somará a próxima amostra com o resultado da amostra anterior (uma tensão positiva ou negativa), com o propósito de manter zero na saída do integrador. O resultado é que na saída do flip-flop obtêm-se uma série de zeros e uns que correspondem ao dado amostrado: o nível médio da cadeia de bits representa a tensão média do sinal de entrada analógico.

Como o *clock* usado no flip-flop é muito alto, o dado é amostrado várias vezes, uma técnica conhecida como sobreamostragem (*oversampling*). Quanto maior o *clock*, maior a precisão de um conversor A/D sigma-delta. Outra maneira de aumentar a precisão do conversor A/D e assim reduzir o ruído é implementar um segundo integrador somador entre o integrador original e o comparador. Esta implementação seria chamada conversor A/D sigma-delta de segunda ordem.

Devido à sobreamostragem, o ruído de quantização é jogado em altas frequências do espectro, e não espalhado por todo o espectro como ocorre com outros projetos. Este efeito é chamado *shaped noise* e pode ser observado na Figura 13. Com todo o ruído concentrado em uma porção específica do espectro – em uma faixa de frequência acima do dado amostrado – é muito fácil construir um filtro para removê-lo, aumentando assim a relação sinal/ruído. Este filtro é feito por um estágio de filtragem digital (MAXIM, 2003).

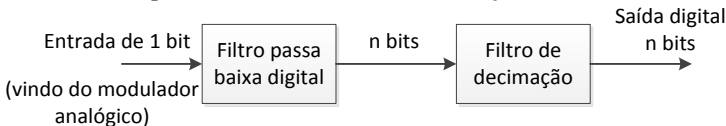
Figura 13 - Efeito *shaped noise* que ocorre em um sinal que é sobreamostrado e o modo de filtragem deste sinal.



Fonte: modificado de (MAXIM, 2003).

O próximo passo é saber que número digital a cadeia de bits encontrados no modulador analógico representa, que é feita pelo bloco de filtragem digital, o qual faz também a filtragem passa baixa já explicada. Como a cadeia de bits é superamostrada (*i.e.*, seu *clock* é maior do que a taxa de amostragem), este estágio também “reduz” seu *clock* para o da taxa de amostragem. Este processo é conhecido como decimação. Um diagrama em blocos simplificado do estágio final do conversor $\Sigma\Delta$ está ilustrado na Figura 14.

Figura 14 - Estágio final do conversor $\Sigma\Delta$. Este estágio é constituído por um filtro passa baixa e um filtro de decimação



2.3 SEGURANÇA ELÉTRICA

2.3.1 Introdução a IEC60601

O processo de certificação tem como objetivo avaliar a capacidade de um equipamento em atender a todos os requisitos de um conjunto de normas ou regulamentos técnicos específicos que são impostos para garantir a segurança do usuário na utilização do equipamento. O enquadramento funcional de um equipamento determina quais normas regulatórias devem ser consideradas na certificação (BRUNO *et al.*, 2010).

Nesse processo avalia-se o contato físico entre o equipamento e as pessoas que o utilizam de forma invasiva ou não invasiva. Com base nas normas são especificados os procedimentos de teste para cada tipo de equipamento para que, independentemente dos benefícios de um produto para a saúde, todos os riscos de sua utilização possam ser analisados e mitigados.

Os procedimentos de testes especificam os ensaios laboratoriais aos quais cada tipo de equipamento deverá ser submetido. Nesses testes podem ser analisadas as características funcionais, mecânicas e elétricas de um equipamento, e por meio dos resultados é possível identificar a conformidade deste equipamento perante as normas. Assim, os procedimentos abordados pelas normas técnicas podem ser a única forma de assegurar que os equipamentos não apresentem riscos à saúde humana (BRUNO *et al.*, 2010).

No caso dos equipamentos médico-hospitalares, muitos produtos analisam ou monitoram parâmetros vitais que são utilizados como base para a elaboração de um diagnóstico preciso. Além do risco inerente ao monitoramento que normalmente está relacionado à exibição de leituras incorretas, um dos fatores de maior impacto que pode comprometer drasticamente a saúde do paciente é a utilização de equipamentos que se baseiam na aplicação de sinais elétricos por meio de conexão física com o paciente. A utilização de correntes elétricas por meio do corpo do paciente deve ser realizada de forma precisa e controlada, pois caso contrário, diversos tecidos e órgãos poderão ser danificados e comprometidos (BRUNO *et al.*, 2010).

Portanto, no caso dos equipamentos médico-hospitalares, a certificação é o requisito regulatório legal para garantir a confiabilidade do funcionamento do equipamento como ferramenta necessária para a manutenção da vida.

A IEC 60601 aborda todos os possíveis perigos relacionados à utilização de eletricidade, produzindo orientações para controlar o desenvolvimento dos aparelhos eletromédicos a fim de evitar qualquer perigo para o público em geral. Além dos testes regulares, esta norma descreve os testes necessários que devem ser realizados após os procedimentos de manutenção ou reparação de dispositivos médicos.

O termo ABNT NBR IEC é utilizado para identificar as normas brasileiras que possuem compatibilidade com as diretrizes criadas pela Comissão Eletrotécnica Internacional (IEC). A IEC 60601-1-X (X representa o número da norma colateral entre 1-11) é o padrão primário e tem sub-normas diretamente relacionadas com a segurança de equipamentos médicos. A IEC 60601-2-X (X representa um número da norma específico entre 1-58). Esta parte da norma é específica para os vários tipos de equipamentos médicos e fornece informações adicionais para os padrões de garantia (BRUNO *et al.*, 2010).

A NBR IEC 60601-2-25 é a norma que trata das questões particulares para a segurança de eletrocardiógrafos.

2.3.2 Definições Comuns na Norma IEC 60601

Nesta seção serão apresentados alguns termos utilizados e especificações dos ensaios técnicos da norma IEC 60601 (BRUNO *et al.*, 2010).

i. Operador

Pessoa que manipula equipamento.

ii. Paciente

Ser vivo (pessoa ou animal), submetidos à investigação médica ou odontológica ou tratamento.

iii. Usuário

Autoridade responsável pelo uso e manutenção de equipamento.

iv. Equipamento em Ensaio ou Dispositivo em Teste

O equipamento que é o objeto do ensaio.

v. Parte Aplicada

Uma parte do equipamento que, em uso normal:

- necessariamente entra em contato físico com o paciente para o equipamento executar sua função, ou

- pode ser colocada em contato com o paciente, ou
- precisa ser tocada pelo paciente

vi. Parte Acessível

Parte equipamento que pode ser tocada sem o uso de uma ferramenta.

vii. Parte Metálica Acessível

Parte metálica do equipamento pode ser tocada sem o uso de uma ferramenta.

viii. Parte Aplicada de Tipo F

Parte aplicada, que é eletricamente isolada do terra e de outras partes do equipamento médico, *i.e.*, eletricamente flutuante.

ix. Equipamentos de Tipo B

Equipamento que proporciona um grau de proteção especial contra choque elétrico, particularmente quanto à:

- Corrente de Fuga admissível;
- Confiabilidade da conexão de aterramento para proteção (se existente).

x. Equipamento Tipo BF

Equipamentos de tipo B com uma parte aplicada de tipo F.

xi. Equipamento Tipo CF

Equipamento que proporciona um grau de proteção superior ao do equipamentos tipo BF contra choque elétrico, particularmente no que se refere as correntes de fuga admissíveis, e que possui uma parte aplicada do tipo F.

xii. Equipamento Eletromédico

Equipamento ou dispositivo de uso médico, hospitalar ou odontológico com necessidade de alimentação da rede elétrica externa para o seu funcionamento. O equipamento inclui todos os acessórios definidos pelo fabricante, necessários para permitir sua utilização normal.

xiii. Sistema Eletromédico

Combinação de equipamentos, onde pelo menos um é classificado como equipamento eletromédico.

xiv. Equipamento da Classe I

Equipamento no qual a proteção contra choque elétrico não se fundamenta apenas na isolamento básica, incorpora precaução de segurança adicional, que consiste em um recurso de conexão do equipamento ao condutor de aterramento, para proteção pertencente à fixação fixa da instalação, de modo a impossibilitar que as partes metálicas acessíveis possam ficar sob tensão, na ocorrência de uma falha da isolamento básica.

xv. Equipamento da Classe II

Equipamento no qual a proteção contra choque elétrico não se fundamenta apenas na isolamento básica, mas incorpora ainda precauções de segurança adicionais, como isolamento dupla ou isolamento reforçada, não comportando recursos de aterramento para proteção, nem dependendo de condições de instalação.

xvi. Corrente de Fuga

Corrente que não é funcional. As correntes de fuga são definidas: Corrente de fuga para o terra, Corrente de fuga através do gabinete e Corrente de fuga através do paciente.

xvii. Corrente de Fuga Através do Gabinete

Corrente que circula através do gabinete ou de suas partes, excluindo partes aplicadas, acessíveis para o operador ou paciente em condições normais de utilização, que passa através de uma ligação externa condutora que não seja o condutor de aterramento para proteção e por meio do terra ou para outra parte do gabinete.

xviii. Corrente Auxiliar Através do Paciente

Corrente que circula no paciente, em utilização normal, entre elementos da parte aplicada, e que não se destina a produzir um efeito fisiológico. Por exemplo, a corrente de polarização de um amplificador ou corrente utilizada em pletismografia por medição de impedância.

xix. Corrente de Fuga Através do Paciente

Corrente que circula da parte aplicada através do paciente para a terra ou através do paciente para o terra, através de uma parte aplicada

tipo F, e surgimento acidental, no paciente, de uma tensão de uma fonte externa sobre a paciente.

2.3.3 Corrente de Fuga

Em um choque elétrico a corrente elétrica é a grande responsável por ferimentos e morte. É preciso apenas uma pequena intensidade de corrente para causar consequências graves. Quando uma corrente elétrica flui através do corpo humano, o efeito é influenciado por dois fatores principais. Em primeiro lugar, a quantidade de corrente e, em segundo, o intervalo de tempo que a corrente flui.

Por exemplo, o coração pára se a corrente persistir por (BRUNO *et al.*, 2010):

- a) 250ms com 40mA
- b) 100ms com 100mA
- c) 50ms com 200mA

Por esta razão, a comissão da IEC 60601 elaborou regras rigorosas sobre a concepção de equipamentos médicos, de modo a evitar qualquer paciente ou operador de serem expostos a correntes que não fazem parte da operação funcional do dispositivo. Essas correntes são denominadas correntes de fuga.

A IEC 60601 apresenta três possíveis fontes para as correntes de fuga (ABNT, 1994):

- **Fuga para o terra:** corrente que, ao atravessar ou contornar o isolante, circula da parte a ser ligada a rede para o condutor de aterramento para proteção;
- **Fuga através do gabinete:** corrente que flui para o terra através de uma pessoa tocando o gabinete do equipamento médico/sistema ou de parte deste;
- **Fuga através do paciente ou partes aplicadas:** corrente que flui através de uma pessoa para o terra a partir da parte aplicada ou corrente que flui de uma pessoa para o terra através da parte aplicada por aplicação de tensão involuntária de uma fonte externa.

Corrente de fuga através do paciente ou partes aplicadas é a parte mais importante da medição de fugas em qualquer dispositivo médico. As partes aplicadas estão em contato direto com o paciente e, em caso de dispositivos invasivos colocados sob a pele do paciente, que faz a nossa proteção natural contra as correntes elétricas. Correntes aplicadas sob a pele podem resultar em consequências muito maiores. Correntes

tão baixas quanto 15 μA podem resultar em fatalidade (BRUNO *et al.*, 2010).

Os limites de correntes de fuga dentro da IEC 60601-1 são estabelecidos para minimizar a probabilidade de fibrilação ventricular a um fator tão baixo quanto 0,002 % (limite de 10 μA para CF parte aplicada em condições normais) (ABNT, 1994).

2.4 PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS

Os sinais de ECG, geralmente, estão contaminados com ruído e artefatos que podem estar localizados na faixa de frequência de interesse e, além disto, podem apresentar morfologias similares ao próprio sinal de ECG. Em termos gerais, os contaminantes dos sinais de ECG podem ser classificados como (CLIFFORD; AZUAJE; MCSHARRY, 2006):

1. Interferência da linha de alimentação
2. Ruído de contato eletrodo
3. Artefatos de movimento
4. Ruído eletromiográfico
5. Flutuação de linha de base

Visto que os sinais de ECG, em geral, carregam informações indesejadas, é necessário pré-processar estes a fim de obter-se apenas a informação de interesse. Desta forma, são empregadas técnicas de processamento digital de sinais com o intuito de separar estas informações. Algumas das técnicas utilizadas neste trabalho serão introduzidas nesta seção. Contudo, alguns tópicos relacionados ao pré-processamento dos sinais (reamostragem, filtragem) serão abordados diretamente no capítulo 3, devido principalmente a simplicidade de implementação, uma vez que foram desenvolvidos no ambiente MATLAB (*The MathWorks Inc.*).

2.4.1 Detecção das Ondas Características do ECG Utilizando *Wavelet*

Wavelet é uma função capaz de decompor e descrever ou representar outra função (ou uma série de dados) originalmente descrita no domínio do tempo (ou outras variáveis independentes, como o espaço), de forma a podermos analisar esta outra função em diferentes escalas de frequência e de tempo.

A decomposição de uma função com o uso de *wavelets* é conhecida como transformada *wavelet* (TW) e tem suas variantes contínua e discreta. As funções *wavelet* são ferramentas poderosas de processamento de sinais, muito aplicadas na compressão de dados, eliminação de ruído, separação de componentes no sinal, identificação de singularidades e detecção de auto-semelhança. Em relação à transformada de Fourier, a vantagem da TW são as janelas de análise, que possuem tamanhos variados (PALODETO, 2006; AKAY, 1996). Essa característica faz com que a *wavelet* possa ser aplicada em faixas desejáveis de frequência e assim ser utilizada para detectar singularidades do sinal em estudo.

Para fazer a análise, é preciso adotar uma função *wavelet* mãe. Essa função sofre escalonamentos e translações, formando as *wavelets* filhas, como mostra a equação 1.

$$\Psi_{a,b} = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (1)$$

O parâmetro (b) determina a translação da função no tempo e o parâmetro (a) determina a dilatação ou compressão.

Neste trabalho, será utilizada a primeira derivada da função Gaussiana como *wavelet* mãe (PALODETO, 2006) (Equação 2).

$$G'_a = \frac{-2x}{a} \left(\frac{2}{\pi}\right)^{1/4} e^{\left(\frac{-x}{a}\right)^2} \quad (2)$$

O valor de (a) está relacionado com o tamanho da janela de análise. Para escalas maiores a janela é larga, o que implica na análise de baixas frequências. Para escalas menores a janela é menor, e as frequências envolvidas são mais altas (PALODETO, 2006).

Com esses conceitos, tem-se a definição da transformada *wavelet* contínua (CWT), conforme a Equação 3:

$$CWT(a,b) = \left\langle x(t), \Psi_{a,b} \right\rangle = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \Psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (3)$$

onde: Ψ^* é complexo conjugado da *wavelet* filha.

Para aplicações discretas, com empregos de $a \geq 1$ e $b \geq 1$, foi determinada a transformada *wavelet* discreta (DWT), que é apresentada na Equação 4:

$$DWT(a, b) = \frac{1}{a_0^i} \sum x(n) \cdot \Psi^* \left(\frac{n - kb_0 a_0^i}{a_0^i} \right) dt \quad (4)$$

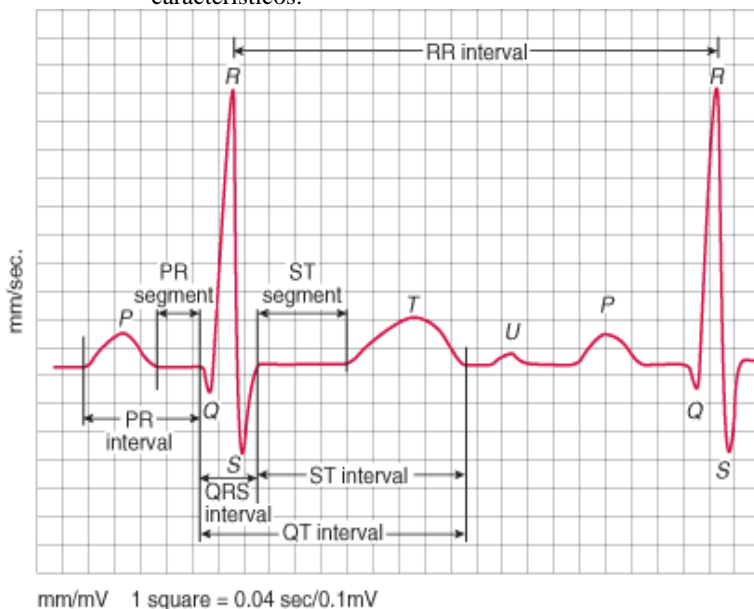
onde k e i são, respectivamente, os parâmetros de translação e escalonamento.

Na maior parte das aplicações, para DWT emprega-se a sequência diádica (*dyadic*), onde a varia em potências inteiras de 2 ($a_0 = 2$) e o valor escolhido para b_0 é um.

2.4.2 Intervalos QT, QTc e a dispersão QT

Os intervalos medidos nos sinais de ECG têm uma importância muito grande tanto no diagnóstico, quanto em pesquisas de novas metodologias. Por meio da medida destes intervalos, profissionais médicos conseguem realizar diagnóstico de várias cardiopatias. Como visto anteriormente, o sinal de ECG é cíclico e possui suas ondas características. Para melhor entendermos isto um sinal de ECG está ilustrado na Figura 15, bem como a delimitação de seus segmentos e intervalos característicos.

Figura 15 - Sinal de ECG e a delimitação de seus segmentos e intervalos característicos.



Fonte: (BURNS, 2012).

Pode-se observar na Figura 15 que o intervalo QT é medido como a diferença de tempo entre a ocorrência do início da onda Q e o final da onda T. Este intervalo representa o tempo total necessário para a despolarização e repolarização ventricular. A duração deste intervalo está compreendida em média entre 0,35 e 0,44 s. Logo intervalos com valores superiores a 0,44 s em homens e 0,46 em mulheres são considerados como QT prolongado e intervalos menores que 0,35 s são considerados QT curto (GOLDENBER; MOSS; ZAREBA, 2006).

Alguns fatores que podem ser causa de um prolongamento no intervalo QT são: hipocalcemia, hipotermia, isquemia do miocárdio, casos pós ataque cardíaco e algumas drogas. Já o encurtamento no intervalo QT pode ser causado, por exemplo, devido à hipercalcemia, síndromes congênitas e também por meio do efeito de algumas drogas. (BURNS, 2012)

O prolongamento do intervalo QT e o incremento na variação de sua duração são índices de instabilidade elétrica, considerados como fatores de risco para desenvolvimento de arritmias ventriculares

malignas (OIKARINEN; VIITASALO; TOIVONEN, 1998). Sendo assim, torna-se importante a busca pelos fatores que alteram a variação desses intervalos, de modo que possa ser determinado um procedimento de correção que defina valores normais para intervalos QT.

Segundo AHNVE (1985), SEED *et al.* (1987) e DAVEY e BATEMAN (1999), a frequência cardíaca (FC), que pode ser medida por meio dos intervalos RR, é o principal fator que interfere no intervalo QT, alterando sua duração. Tentando descrever esta relação, várias fórmulas de correção do intervalo QT em função da FC foram desenvolvidas. A mais conhecida é a fórmula de *Bazzett* apresentada na Equação 5.

$$QTc_{Bazzett's} = \frac{QT}{\sqrt{RR}} \quad (5)$$

Porém, HODGES *et al.* (1995) realizaram um estudo e demonstraram que a fórmula de *Bazzett* subcorrige o intervalo QT quando a FC é menor que 60 bpm, e sobrecorrege quando a FC é maior que 60 bpm. Com intuito de corrigir este problema foram elaboradas as equações de correção de *Framingham* e *Hodges*, as quais respondem de forma mais linear em praticamente todas as faixas de FC (ou HR – *Heart Rate*). Suas respectivas fórmulas estão apresentadas nas Equações 6 e 7 (HODGES *et al.*, 1995; SAGIE *et al.*, 1992).

$$QTc_{Framingham} = QT + 0.154(1 - RR) \quad (6)$$

$$QTc_{Hodges} = QT + 1.75(HR - 60) \quad (7)$$

Uma vez realizada a medida de todos os intervalos QT presentes nos sinais de ECG, pode-se realizar a medida da dispersão dos valores dos intervalos QT (QTd). Esta é a medida da diferença entre o maior e o menor intervalo QT encontrado, em qualquer uma das derivações, DAY,

MCCOMB e CAMPBELL (1990) propuseram que QTd poderia estimar a dispersão local do miocárdio, associando a dispersão refletida no ECG com a dispersão celular. Os mesmos concluíram que a QTd reflete diferenças regionais no tempo de recuperação ventricular. Contudo alguns autores verificaram que esta medida pode ser afetada por falta de precisão na determinação do final da onda T, bem como pela presença da onda U ou até mesmo a inexistência da onda T (MALIK *et al.*, 2000). Apesar deste problema, a medida QTd continua sendo amplamente utilizada devido ao fato da sua simples estimação.

2.4.3 Decomposição em Componentes Principais

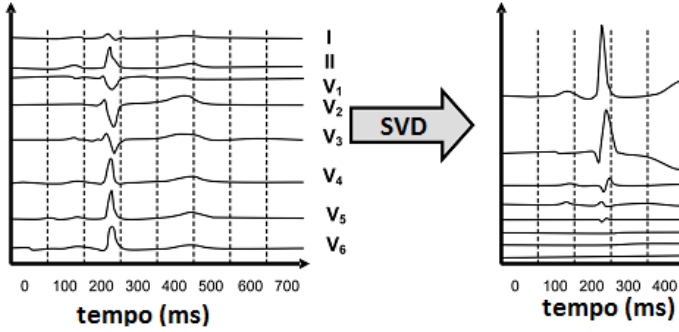
A ideia central da decomposição de um sinal em suas componentes principais é reduzir a dimensionalidade de um conjunto de dados o qual é constituído por um grande numero de variáveis inter-relacionadas entre si, preservando o máximo possível da variação presente neste mesmo conjunto. (JOLLIFFE, 2002)

Isto é possível através da transformação destes dados para um novo conjunto de variáveis, as componentes principais (PC), que são não correlacionadas e ordenadas, onde as primeiras componentes contém a maioria da variação presente em todas as variáveis originais (JOLLIFFE, 2002).

A decomposição dos sinais de ECG em suas componentes principais têm, então, o propósito de condensar as informações de um amplo set de dados correlacionados, como por exemplo os sinais de um ECG de 12 canais, em apenas algumas variáveis porém, sem a perda da variância presente nestes sinais (CASTELLS *et al.*, 2007).

Geralmente grande parte da variância dos dados é explicada por um número reduzido de componentes, sendo possível descartar as restantes sem grande perda de informação. Nos sinais de ECG normalmente a decomposição em valores singulares (SVD) é aplicada nas 8 derivações independentes (I, II e V1 à v6) e a informação é reconstruída em 8 pseudo-derivações ortogonais (w1 à w8). As componentes w1, w2 e w3 definem o vetor componente dipolar elétrico cardíaco e contém aproximadamente 98% da energia total do sinal, enquanto as demais componentes w4 à w8 contém os 2% restantes da energia (ARINI; LACIAR, 2009). Na Figura 16 está ilustrado um sinal de ECG e suas componentes principais.

Figura 16 – Ilustração de um sinal de ECG original (à esquerda) e a decomposição destes sinais em suas componentes principais (à direita).



A partir das componentes principais extraídas dos sinais de ECG podem-se realizar medidas de parâmetros os quais são uteis na avaliação da repolarização do coração. Os parâmetros que são avaliados neste trabalho baseados nas componentes principais são o *T-wave Residuum* (TWR) e o *Total cosine R-to-T* (TCRT), os quais fazem parte das medidas da dispersão espacial da repolarização, já destacadas na seção 2.1.2.1.2, e estes nos trazem informações sobre características morfológicas da repolarização.

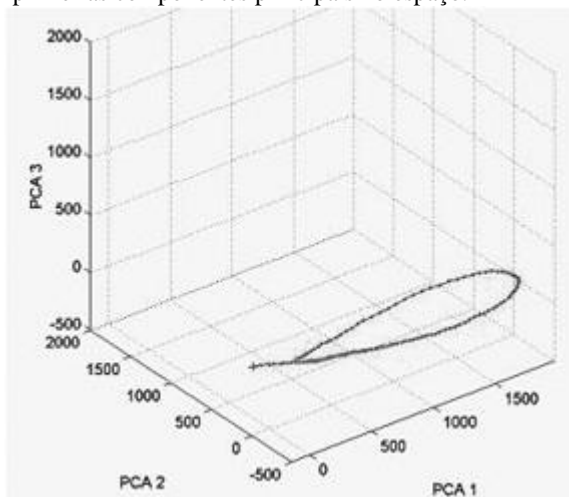
2.4.3.1 *T-wave Residuum*

A projeção da onda T no subespaço definido pelas cinco últimas componentes principais é comumente conhecida como as componentes não dipolares da onda T ou simplesmente o resíduo da onda T (*T-wave Residuum* - TWR). O TWR é definido como a razão entre a energia da componente não dipolar pela energia total da onda T. Esta razão pode ser computada por meio da Equação 8 (EXTRAMIANA *et al.*, 2007; EXTRAMIANA *et al.*, 2010).

$$TWR = 100 - \left[\left(\frac{\sum_{i=1}^8 \lambda_i}{\sum_{i=4}^8 \lambda_i} \right) \times 100 \right] \quad (8)$$

Quando se desenha um gráfico das 3 primeiras componentes principais tem-se uma figura tridimensional, a qual representa a dispersão da onda T. A Figura 17 ilustra o comportamento da onda T de um sinal de ECG no espaço; as 3 primeiras componentes principais são plotadas uma em relação a outra, isto é possível uma vez que todos as PC são ortogonais entre si.

Figura 17 – Gráfico do segmento correspondente a onda T do ECG das 3 primeiras componentes principais no espaço.



Fonte: (EXTRAMIANA *et al.*, 2007)

Além da medida do TWR pode-se realizar também a estimativa da razão entre a segunda e a primeira componente principal (denotadas por λ_{xN}), e esta medida nos fornece uma estimativa do arredondamento do loop da onda T no espaço (Figura 17). A razão de PCA ou *roundness parameter* (RP) pode ser calculada por meio da Equação 9 (BADILINI *et al.*, 1997).

$$RP = \sqrt{\frac{\lambda_{2N}}{\lambda_{1N}}} \quad (9)$$

Onde λ são os valores da variância de cada PC e λ_{xN} são os valores normalizados e podem ser calculados a partir das Equações 10 e 11 (BADILINI *et al.*, 1997):

$$\lambda_{1N} = \frac{100 \cdot \lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3} \quad (10)$$

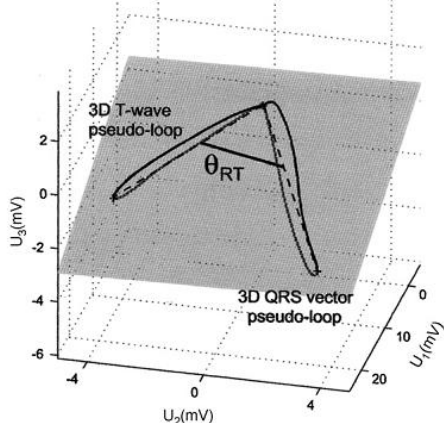
$$\lambda_{2N} = \frac{100 \cdot \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3} \quad (11)$$

2.4.3.2 Total Cosine R-to-T

O coseno total entre R-T trata-se de um novo descritor da heterogeneidade da repolarização que quantifica o desvio entre as direções da despolarização e a repolarização ventricular. O TCRT é definido como o ângulo do coseno formado pelos vetores dominantes da despolarização e repolarização medidos de forma tridimensional (ARINI; LACIAR, 2009; CASTELLS *et al.*, 2007).

A Figura 18 apresenta um sinal composto por um ciclo completo de ECG, ou seja, onda P, complexo QRS e onda T. Nesta figura estão ilustrados também os vetores dominantes do complexo QRS e da onda T.

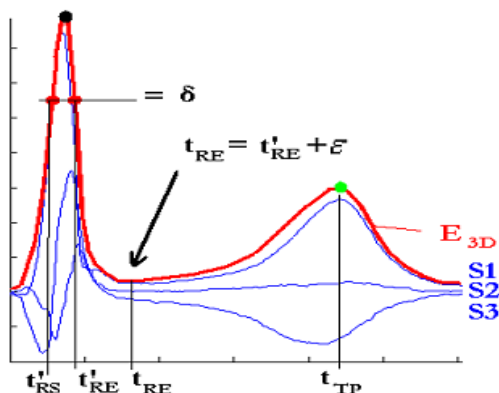
Figura 18 – Gráfico das 3 primeiras componentes principais no espaço que corresponde a um ciclo completo do sinal de ECG.



Fonte: (ARINI *et al.*, 2008)

Contudo, a medida do TCRT não é composta apenas pelo ângulo entre o complexo QRS e a onda T. Após a decomposição dos sinais, as 3 primeiras componentes são utilizadas para o cálculo da norma destes vetores e assim se dá origem a variável E_{3D} . Esta variável e as componentes principais representadas por $S1$, $S2$ e $S3$ estão ilustradas na Figura 19 (KARSIKAS; HUIKURI; SEPPÄNEN, 2008).

Figura 19 - Em vermelho a norma das componentes principais e em azul as 3 primeiras componentes principais.



Fonte: (KARSIKAS; HUIKURI; SEPPÄNEN, 2008).

Os pontos t'_{RS} e t'_{RE} são definidos como 70% do valor do pico da onda R. O ponto t_{RE} é definido como sendo o valor lateral t'_{RE} acrescido do valor ε , que é arbitrado com valor de 48 ms. Por fim, o ponto t_{TP} é definido como o máximo valor de E_{3D} após o ponto t_{RE} .

Uma vez definidos estes pontos pode-se realizar o calculo do valor do TCRT. Este valor pode ser obtido por meio da Equação 12 representada a seguir (ACAR *et al.*, 1999).

$$TCRT = \frac{1}{t'_{RE} - t'_{RS}} \cdot \sum_{t'_{RS}}^{t'_{RE}} \cos \angle(s_D(n), s_D(n_T)) \quad (12)$$

3 MATERIAIS E MÉTODOS

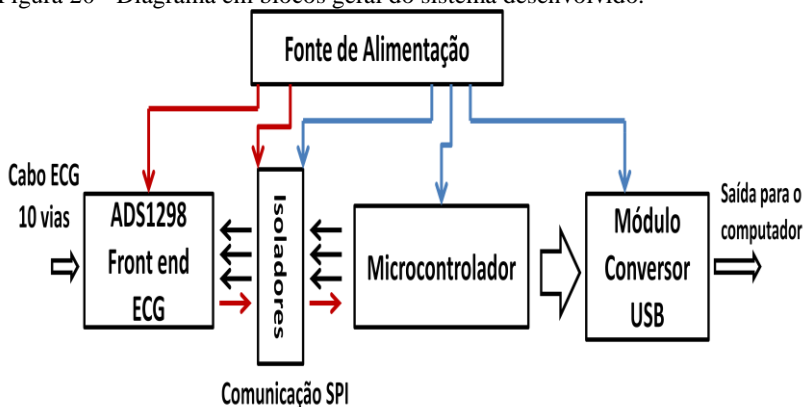
A presente dissertação de mestrado trata do desenvolvimento de um sistema integrado de aquisição e análise do sinal de ECG de doze canais. Este trabalho pode ser dividido basicamente em três partes: *Hardware*, *Software* e o Processamento dos sinais coletados. Para melhor entendimento cada parte será apresentada separadamente neste capítulo.

3.1 HARDWARE DESENVOLVIDO

O *hardware* desenvolvido é constituído basicamente de 5 módulos: Circuito da fonte de alimentação, Conversor Analógico Digital, Microprocessador, Isoladores e Módulo conversor USB.

A Figura 20 mostra o diagrama em blocos do circuito desenvolvido, no qual é possível observar de maneira mais clara as partes que constituem o equipamento.

Figura 20 - Diagrama em blocos geral do sistema desenvolvido.



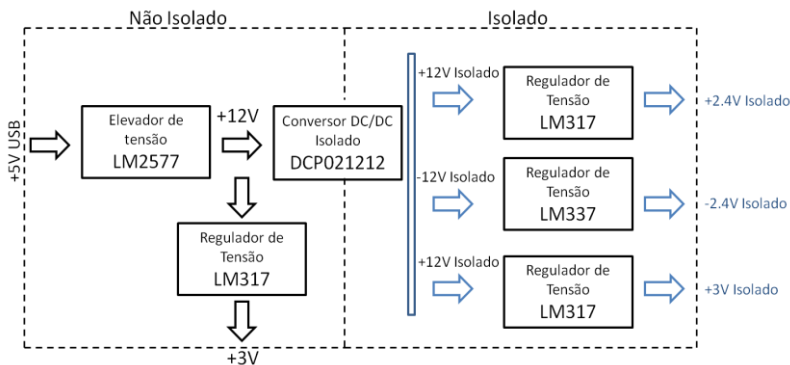
3.1.1 Fonte de Alimentação

A fonte de alimentação para os circuitos foi projetada para que utilize a tensão de 5 Volts proveniente do barramento USB do computador. Sendo assim, a partir desta tensão seria necessário obter-se:

1. Tensão de +3V não isolado. (Para alimentação do microcontrolador, módulo conversor USB e parte não isolada dos isoladores)
2. Tensão de +2.4V isolado. (Para alimentação do conversor A/D)
3. Tensão de -2.4V isolado. (Para alimentação do conversor A/D)
4. Tensão de +3V isolado. (Para alimentação da comunicação digital do conversor A/D e parte isolada dos isoladores)

A Figura 21 mostra um diagrama em blocos simplificado do circuito que foi projetado para fonte de alimentação do hardware.

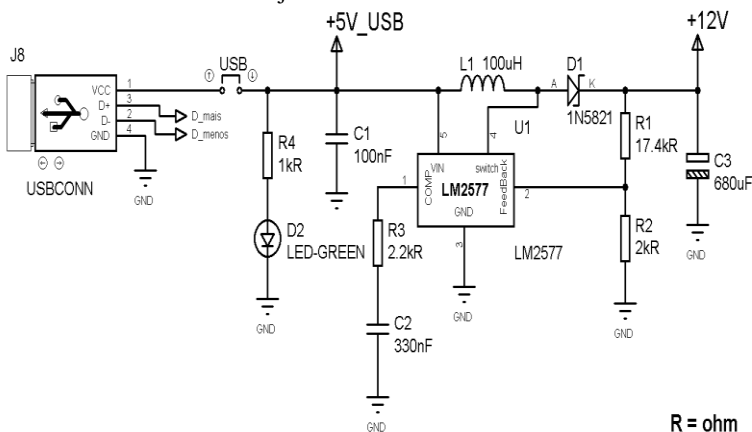
Figura 21 - Diagrama de blocos da fonte de alimentação. A fonte contém: o elevador de tensão LM2577, o conversor DC/DC isolador DCP021212 e os demais reguladores de tensão.



Primeiramente a tensão proveniente da USB é aplicada na entrada de um conversor *Boost* (elevador de tensão), o qual eleva a tensão de entrada de +5V para +12V. O circuito integrado que desempenha esta função é o LM2577 e o mesmo foi escolhido devido a algumas particularidades observadas que eram pertinentes ao projeto, e são elas: o fato de possuir uma grande faixa de tensão de entrada, podendo ser alimentado com tensões que variam de +3.5V até +40V não alterando o valor da tensão de saída, e além disto, possui proteção contra limite de corrente de saída e ainda proteção térmica em casos de

sobreaquecimento. O circuito básico do elevador de tensão é ilustrado na Figura 22.

Figura 22 - Circuito elevador de tensão. Detalhe do CI LM2577 conversor *Boost* com saída ajustável.



O valor da tensão de saída é obtido através da Equação 13.

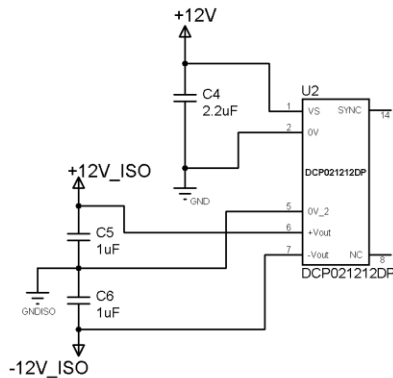
$$V_{OUT} = 1.23 \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (13)$$

Sabendo que o valor de V_{OUT} desejado era +12V, uma vez que a tensão de entrada do DCP021212 era +12V, e adotando R_2 igual a 2kΩ foi obtido o valor de R_1 igual a 17.4kΩ.

Como era necessário para alimentação do circuito *front-end* de ECG tensões de alimentação simétricas e isoladas, foi utilizado o conversor DC/DC DCP021212, no qual sendo aplicado em sua entrada uma tensão de +12V, disponibiliza em suas saídas as tensões de +12V e -12V isolados com relação a sua entrada. Para o funcionamento do conversor são necessários apenas alguns capacitores na sua entrada e

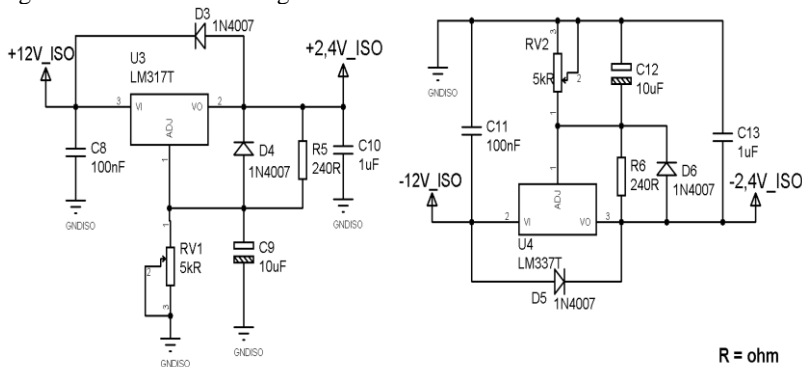
saídas, a Figura 23 mostra o circuito básico para o funcionamento do conversor.

Figura 23 - Circuito conversor DC/DC isolador. Na entrada são aplicados +12V e ele disponibiliza nas suas saídas as tensões de +12 e -12V isolados da rede elétrica.



Para obtenção das tensões de +3V não isolado, +3V isolado, +2,4V isolado e -2,4V isolado foram utilizado reguladores de tensão ajustáveis. Para as tensões positivas foram utilizados os reguladores LM317 e para a tensão negativa o regulador LM337, como ilustrados na Figura 24.

Figura 24 - Circuitos dos reguladores LM317 e LM337.



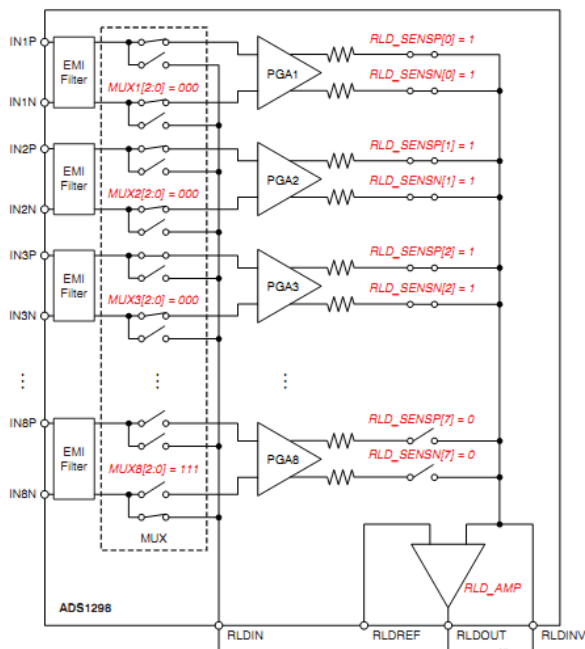
3.1.2 *Front-End* ADS1298

O *front-end* ADS1298 (*Texas Instruments Inc.*) se trata de um circuito integrado desenvolvido especificamente para medidas de biopotenciais, como por exemplo, o ECG e o eletroencefalograma. Este CI possui 8 entradas com 24 bits de resolução e conversão A/D simultâneas; Além disso, possui os circuitos amplificador de perna direita (RLD) e do terminal central de Wilson (WCT) implementados internamente. Os circuitos de RLD e WCT são essenciais para aquisição dos sinais de ECG, então a partir deste CI é possível obter os sinais de um ECG de 12 canais padrão sem a necessidade de desenvolvimento de extensivos hardwares externos. Os 12 canais são obtidos realizando a aquisição de 8 canais simultâneos, derivação I, derivação II e os eletrodos unipolares V1 à V6, os demais canais são calculados matematicamente. Algumas das principais características deste CI serão abordadas separadamente nos próximos tópicos.

3.1.2.1 Entradas Analógicas

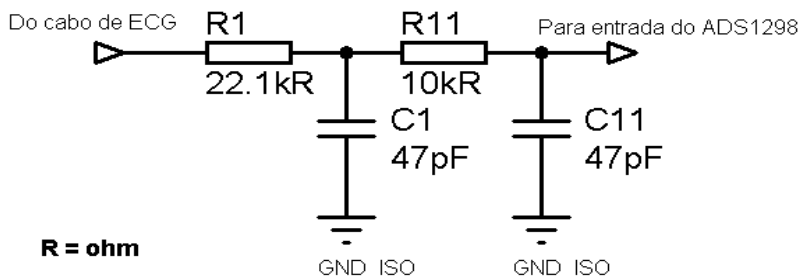
O CI possui 8 canais diferenciais de entrada, os quais podem ser configuradas como diferenciais ou unipolares. O valor de tensão nas entradas pode variar de, $+V_{REF}$ à $-V_{REF}$ (tensões de referencia programadas). Além disto, existem filtros RC em cada entrada que atuam como filtros de interferência eletromagnética (EMI) em todos os canais, sendo sua frequência de corte aproximadamente 3MHz. A Figura 25 ilustra detalhes do esquema interno das entradas do *front-end* ADS1298.

Figura 25 - Entradas analógicas do ADS1298. Cada entrada possui um filtro EMI antes da amplificação.



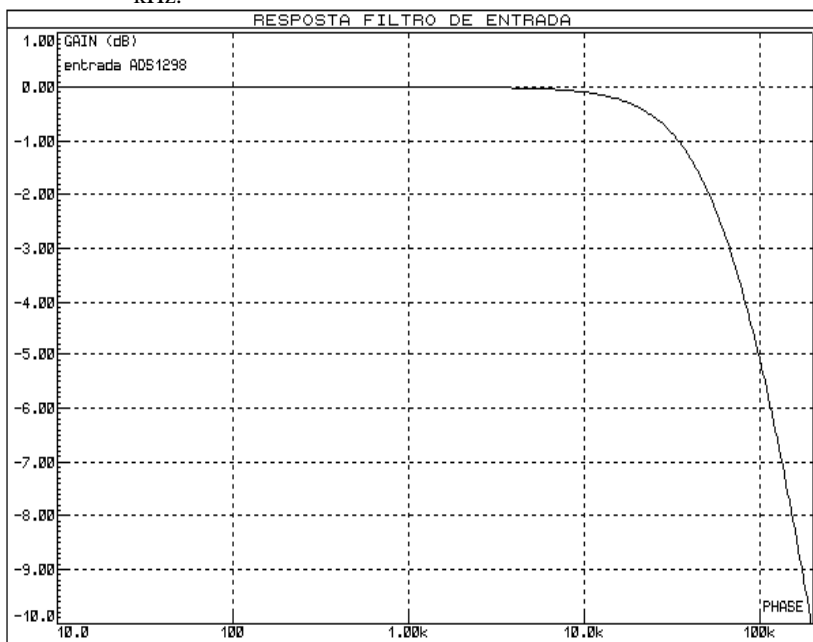
Além disto, foram inseridos nas entradas analógicas filtros passivos conforme recomendação do fabricante. Cada entrada possui um filtro RC como o ilustrado na Figura 26.

Figura 26 - Filtro RC inserido na entrada do ADS1298.



A resposta em frequência do filtro passivo está ilustrada na Figura 27. Como se pode observar a frequência de corte, de acordo com a simulação se situa em uma frequência abaixo de 100kHz. No presente trabalho o ADS1298 trabalha com frequências de amostragem de 250 e 500 Hz, sendo que a frequência de corte do filtro digital interno fica programada como 0,262 vezes a frequência de amostragem, ou seja, no caso de utilizar-se 500 Hz de frequência de amostragem, têm-se amostras contendo informações até 131 Hz ($0,262 \times 500 \text{ Hz} = 131 \text{ Hz}$).

Figura 27 - Resposta em frequência simulada dos filtros RC. Pode se observar que a frequência de corte se localiza abaixo da frequência de 100 kHz.



3.1.2.2 Ganho Programável e Frequência de Amostragem

O ADS1298 possui 8 amplificadores de ganho programável com entradas e saídas diferenciais. Estes amplificadores permitem que sejam programados 7 valores pré estabelecidos de ganho, de forma individual em cada canal. Os valores de ganho permitidos são: 1, 2, 3, 4, 6, 8 e 12;

os quais podem ser programados escrevendo e um registrador específico do CI.

Este CI possui também opções de configurações para frequência de amostragem pré-estabelecidos. Estes valores podem ser vistos na Tabela 2. Esta configuração depende ainda do modo como vai funcionar o dispositivo, ou seja, no modo de alta resolução ou baixo consumo. Todas estas configurações também são realizadas por meio dos registradores do CI.

Tabela 2 - Configurações de frequência de amostragem do dispositivo ADS1298.

High-Resolution Mode	Low-Power Mode
32kSPS	16kSPS
16kSPS	8kSPS
8kSPS	4kSPS
4kSPS	2kSPS
2kSPS	1kSPS
1kSPS	500SPS
500SPS	250SPS

3.1.2.3 Conversores Analógico/Digital

Cada canal do ADS1298 possui um conversor A/D de 24 bits delta-sigma ($\Sigma\Delta$). Este conversor utiliza um modulador de segunda ordem otimizado para aplicações de baixo consumo.

O filtro digital do ADS1298 recebe os valores da saída do modulador e decíma estes valores. Cada canal possui um filtro digital Sinc de terceira ordem, sendo que a razão de decimação de cada filtro pode ser ajustada por meio do registrador CONFIG1 por meio dos bits DR.. A configuração dos bits DR afetam todos os canais de entrada, sendo assim uma vez ajustado todos os canais vão operar necessariamente com a mesma frequência de amostragem.

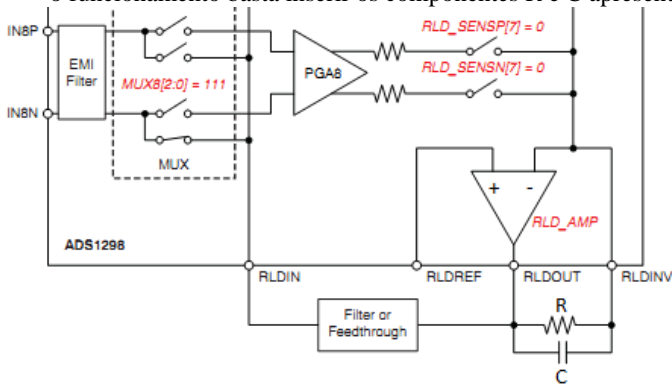
O filtro Sinc é um filtro passa baixa de terceira ordem e possui uma taxa de decimação variável. Os dados são amostrados a uma frequência elevada (f_{MOD} – frequência de *clock* do conversor) e então são filtrados e decimados até a taxa de amostragem selecionado pelo usuário. A função de transferência do domínio da frequência do filtro Sinc está apresentada na Equação 14, onde f_{MOD} é a frequência de amostragem original e N é a taxa de decimação que pode ser ajustada pelo usuário por meio da configuração dos bits DR do registrador CONFIG1.

$$H(f) = \left| \frac{\sin\left(\frac{N4\pi \times f}{f_{MOD}}\right)}{N\left(\frac{4\pi \times f}{f_{MOD}}\right)} \right|^3 \quad (14)$$

3.1.2.4 Circuitos RLD e WCT

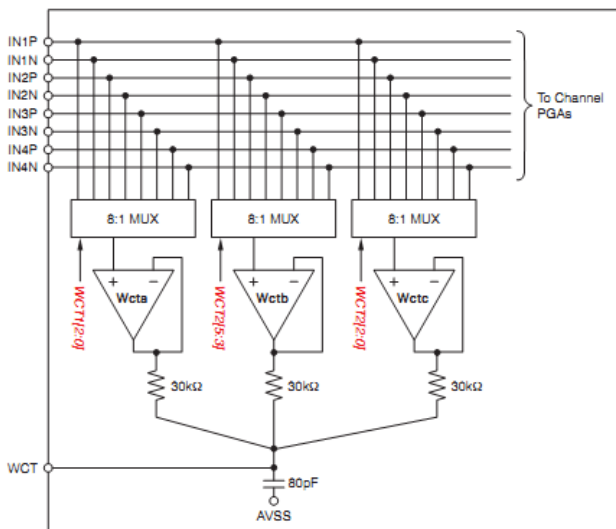
Como dito anteriormente este dispositivo possui construído internamente os amplificadores de perna direita e do terminal central de Wilson. O circuito RLD necessita apenas de um resistor e um capacitor para o seu funcionamento (Figura 28), estes componentes servem para determinar a largura de banda do sinal realimentado, e seus valores podem ser escolhidos de acordo com a necessidade do sistema.

Figura 28 – Esquema interno do amplificador RLD contido no ADS1298. Para o funcionamento basta inserir os componentes R e C apresentados.



O terminal central de Wilson é utilizado como referência para os eletrodos unipolares (V1-V6) e seu circuito está totalmente integrado no CI. Sendo assim, é necessário apenas configurar um registrador (WCT1[0:2], o qual controla a entrada dos MUX's apresentados na Figura 29) para indicar quais serão as entradas utilizadas para realizar a média dos eletrodos do braço direito (RA), braço esquerdo (LA) e perna esquerda (LL). O circuito do WCT está ilustrado na Figura 29.

Figura 29 - Amplificadores do circuito do WCT contidos no ADS1298. A configuração dos MUX's ilustrados se dá por meio de um registrador interno do ADS1298.

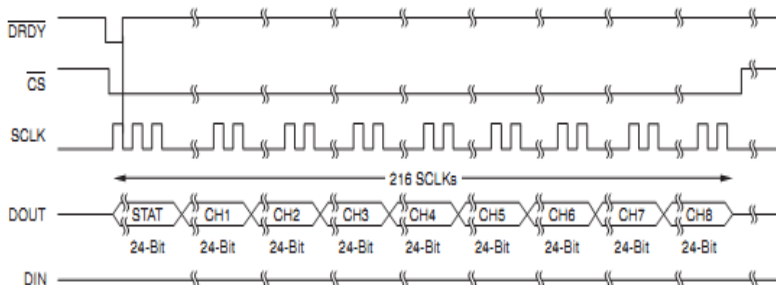


3.1.2.5 Interface de Comunicação

O *front-end* ADS1298 possui interface de comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface*), e por meio desta interface é possível realizar a leitura dos dados convertidos, leitura e escrita nos registradores internos do CI e os demais controles operacionais (start, stop, etc...). Em termos da comunicação SPI este dispositivo trata-se, portanto, de um CI escravo.

Além dos quatro sinais padrões da comunicação SPI, o CI disponibiliza ainda mais um pino para o controle da comunicação denominado *Data Ready*. Este pino sinaliza o momento em que foi finalizada a conversão A/D e o dado já está disponível para ser lido. Os dados convertidos são disponibilizados em forma de um vetor com 216 bits, ou seja, são 8 pacotes de 24 bits devido aos valores da conversão A/D mais 24 bits iniciais com informações de cabeçalho, totalizando 216 bits. A Figura 30 mostra a forma como são disponibilizados os dados convertidos.

Figura 30 – Diagrama no tempo do protocolo de comunicação do ADS1298. Pinos *Data Ready* (DRDY), *Slave Select* (CS), *Clock* (SCLK), *Slave OUT* (DOUT) e *Slave IN* (DIN).



Para realizar a configuração dos registradores internos do ADS1298 existe um protocolo que foi desenvolvido pelo próprio fabricante. Neste protocolo foi criada uma lista de comandos, os quais permitem ler e escrever nestes registradores e também configurar o dispositivo para funcionar em modo de conversão contínua. A Tabela 3 apresenta os comandos existentes.

Tabela 3 - Comandos básicos do protocolo de comunicação do ADS1298.

Comando	Descrição	1º Byte	2º Byte
Comandos do Sistema			
WAKEUP	Sai do modo <i>standby</i>	02h	
STANDBY	Entra no modo <i>standby</i>	04h	
RESET	Reseta o dispositivo	06h	
START	Inicia conversões	08h	
STOP	Para as conversões	0Ah	
Comandos de Leitura dos dados			
RDATA	Habilita leitura contínua dos dados	10h	
SDATA	Para leitura dos dados contínuo	11h	
RDATA	Lê dado por comando	12h	
Comandos de Leitura e Escrita em registradores			
RREG	Lê n nnnn registradores iniciando no endereço r rrrr	001r rrrr	000n nnnn
WREG	Escreve n nnnn registradores iniciando no endereço r rrrr	010r rrrr	000n nnnn

A partir dos comandos descritos na Tabela 3 pode-se realizar todas as configurações e a leitura dos dados provenientes do CI. Existem 26 registradores internos para configurações neste chip, sendo que a maioria pode ser lido e escrito. O resumo dos registradores está apresentado na Tabela 4.

Tabela 4 - Registradores do ADS1298, seus valores de endereço e *reset*.

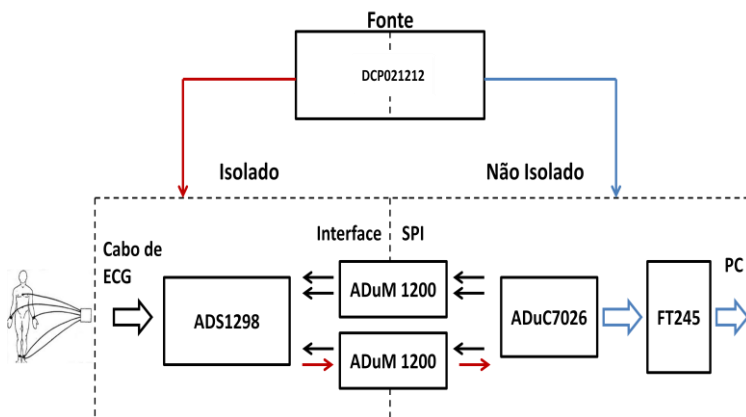
Endereço	Registrador	Valor de Reset
Configurações do Dispositivo (somente leitura)		
00h	ID	92h
Configurações Globais dos canais		
01h	CONFIG1	06h
02h	CONFIG2	40h
03h	CONFIG3	40h
04h	LOFF	00h
Configurações específicas dos canais		
05h	CH1SET	00h
06h	CH2SET	00h
07h	CH3SET	00h
08h	CH4SET	00h
09h	CH5SET	00h
0Ah	CH6SET	00h
0Bh	CH7SET	00h
0Ch	CH8SET	00h
0Dh	RLD_SENSP	00h
0Eh	RLD_SENSN	00h
0Fh	LOFF_SENSP	00h
10h	LOFF_SENSN	00h
11h	LOFF_FLIP	00h
Registradores detecção eletrodo desconectado (somente leitura)		
12h	LOFF_STATP	00h
13h	LOFF_STATN	00h
Outros registradores		
14h	GPIO	0Fh
15h	PACE	00h
16h	RESP	00h
17h	CONFIG4	00h
18h	WCT1	00h
19h	WCT2	00h

As configurações realizadas para o funcionamento do CI serão discutidas na seção 4.

3.1.3 Isoladores

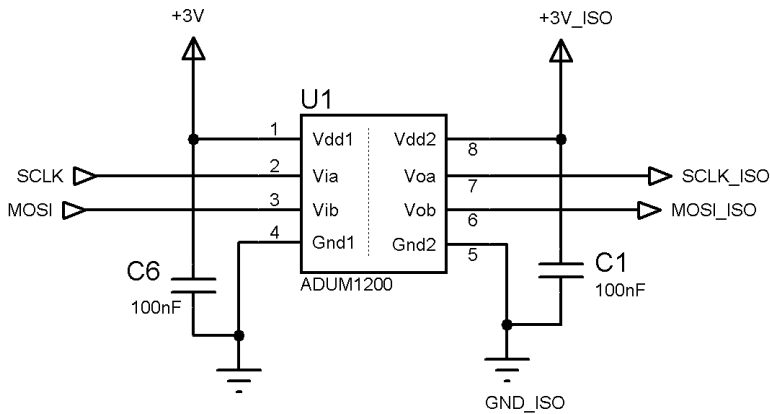
Foram utilizados dois isoladores no circuito desenvolvido, a fim de garantir a segurança elétrica do paciente. Um isolador foi utilizado na fonte de alimentação, como descrito na seção 3.1.1. Além disto, foram utilizados isoladores nas linhas da comunicação SPI. Desta forma o CI ADS1298, o qual está conectado ao paciente, fica completamente isolado da rede elétrica. O diagrama de blocos do esquema de isolamento está ilustrado na Figura 31.

Figura 31 - Diagrama em blocos do esquema de isolamento. Sendo o DCP021212 o isolador da fonte e os ADuM1200 os isoladores das linhas de comunicação SPI.



O circuito integrado utilizado para isolar a comunicação entre o *front-end* ADS1298 e o microcontrolador foi o ADuM1200 (*Analog Devices*). O mesmo se trata de um isolador de dois canais de alta velocidade. Este CI pode atingir velocidades de transmissão de até 25Mbps, o que o torna apropriado para realizar isolamento de canais de comunicação SPI, uma vez que este tipo de comunicação pode alcançar velocidades de transmissão na casa de alguns Mbps. Além destas características, este isolador necessita apenas de alimentação e dois capacitores para funcionar adequadamente. O circuito básico para o funcionamento do mesmo pode ser visto na Figura 32.

Figura 32 - Circuito básico do isolador ADuM1200.



Como são cinco sinais de comunicação entre o microcontrolador e o *front-end* de ECG, foram utilizados três CI's isoladores no circuito projetado.

3.1.4 Microcontrolador

O microcontrolador utilizado neste trabalho foi o ADuC7026 (*Analog Devices*). O mesmo possui arquitetura ARM7 (*Advanced RISC Machine*) uma arquitetura de processador de 32 bits a qual é usada principalmente em sistemas embarcados. Os processadores ARM são conhecidos pela sua versatilidade, pois possuem poucas instruções para programação. Um resumo contendo as principais características do dispositivo utilizado está apresentado na Tabela 5.

Tabela 5 - Resumo de características do microcontrolador ARM7 ADuC7026.

Características		
Pinos de Entrada e Saída	40 pinos	
Conversor A/D	12 canais	12 bits @ 1MSPS
Conversor D/A	4 canais	12 bits
Saída PWM	3 canais	16 bits
Timers	4 timers	
Tipos de comunicação serial		
UART	Possui	

Tabela 5 – Continuação.

SPI	Possui	
I ² C	Possui	
Características de desempenho		
Tensão de operação	2.7V à 3.6V	
Consumo de corrente	11mA @ 5MHz – 40mA @ 41.78MHz	

Como visto na Tabela 5 o microcontrolador possui características interessantes agregadas ao chip. Cabe ressaltar que das características apresentadas anteriormente, apenas algumas são realmente de interesse neste projeto. Podem-se destacar três: o protocolo de comunicação SPI implementado via hardware, a grande quantidade de pinos de entrada e saída disponíveis no CI e o baixo consumo do dispositivo mesmo operando na frequência máxima de *clock* (41.78MHz).

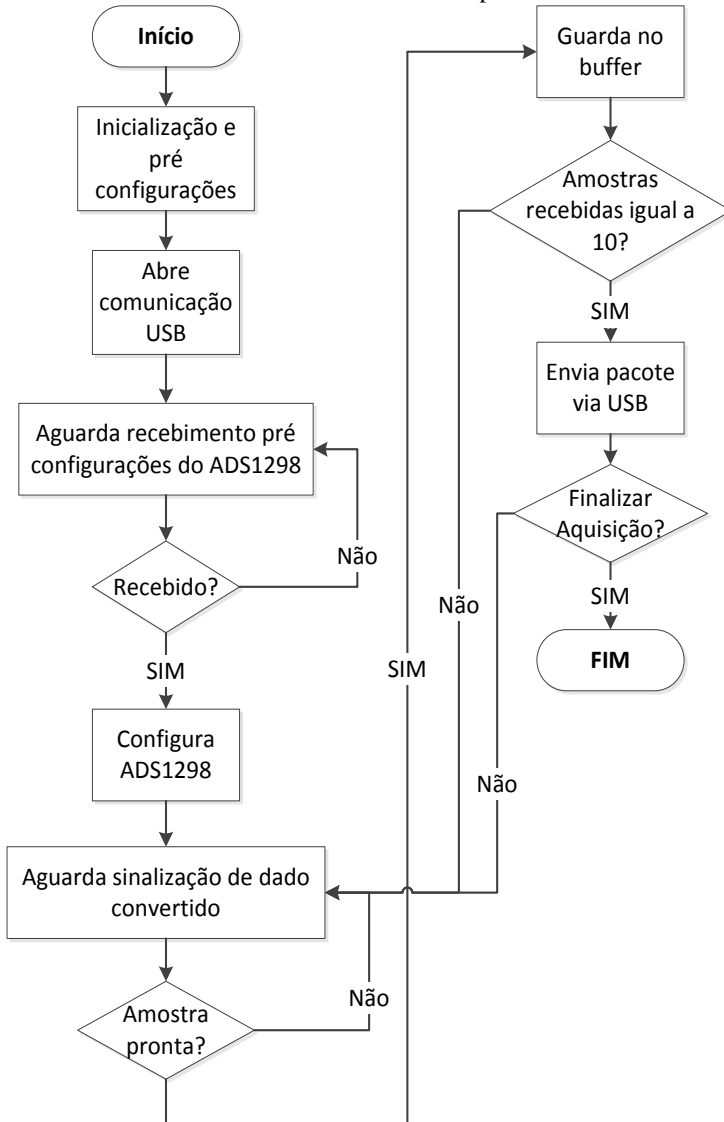
É importante salientar que outros microcontroladores foram considerados, por exemplo da família PIC, pois seria de interesse que o mesmo possui-se, por exemplo, protocolo USB implementado internamente. Porém, o ADuC7026 foi escolhido pela sua disponibilidade imediata, o que permitiu que os trabalhos começassem a ser desenvolvidos de forma mais rápida.

Sabendo as características do microcontrolador, o seu firmware foi programado para realizar as seguintes tarefas:

1. Aguardar o recebimento via USB das pré-configurações do software de aquisição;
2. Configurar os registradores do ADS1298 via SPI de acordo com as configurações repassadas pelo usuário;
3. Aguardar a sinalização de dado convertido, realizar a leitura destes dados e guardá-los em um buffer;
4. Quando o buffer atingir o tamanho de 270 bytes, enviar os dados via USB para o software de aquisição.

A Figura 33 ilustra o fluxograma básico do funcionamento do *firmware* desenvolvido para realização das tarefas descritas anteriormente.

Figura 33 - Fluxograma do *firmware* do microcontrolador. O microcontrolador aguarda o recebimento das configurações realizadas pelo usuário, configura o ADS1298 e realiza a leitura dos dados convertidos quando sinalizado. Quando 10 amostras foram recebidas envia pela USB os dados armazenados e retorna para receber mais amostras.



O microcontrolador foi programado para funcionar como mestre na comunicação SPI; a frequência de *clock* da comunicação foi programada para 1.74 MHz. Desta forma, o microcontrolador leva ao total 123,5 μ s para realizar cada leitura dos dados provenientes do ADS1298. Os pinos do microcontrolador que foram utilizados estão descritos na Tabela 6, de acordo com sua funcionalidade.

Tabela 6 - Pinos e portas do microcontrolador utilizados e suas funcionalidades.

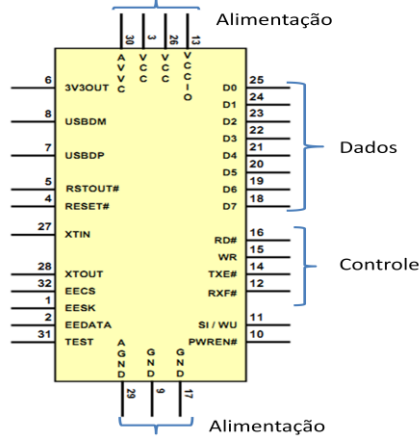
Pino	Função
Porta 4	Barramento de dados para comunicação USB
P3.2 ~ P3.6	Bits de controle da comunicação USB
P0.4	Sinalização de dado convertido (Interrupção externa)
P1.4 ~ P1.7	Comunicação SPI

3.1.5 Conversor USB

Com o intuito de realizar a comunicação entre o microcontrolador e o computador, duas soluções podem ser apresentadas: a primeira consiste em utilizar um microcontrolador com interface direta USB, e a segunda seria a utilização de um módulo conversor USB. Uma vez que o microcontrolador utilizado não possui este tipo de interface com o computador a primeira opção foi descartada. A segunda opção, por sua vez, tem uma abordagem mais simples, na qual um CI dedicado à comunicação é responsável pela troca de dados com o computador e o próprio fabricante disponibiliza os *drivers* necessários para realizar a comunicação.

O CI utilizado foi o FT245 da FTDI Chip, o qual é um conversor paralelo-USB. Para que o dispositivo funcione corretamente o microcontrolador precisa escrever 8 bits de dados na sua porta de entrada e controlar os pinos de sinalização para estabelecer um canal de comunicação de alta velocidade. Na Figura 34 está ilustrado um diagrama com os principais pinos do CI.

Figura 34 – Principais pinos para controle dos dados do FT245.



A sequencia de leitura e escrita no barramento USB estão descritas nas Figura 35 e Figura 36 respectivamente. É necessário respeitar esta ordem para realizar o envio e recebimento dos dados corretamente.

Figura 35 - Sequencia de leitura de dados do FT245. Aguardar uma borda de descida do pino RXF# em seguida colocar uma borda de descida no pino RD# e então ler o dado.

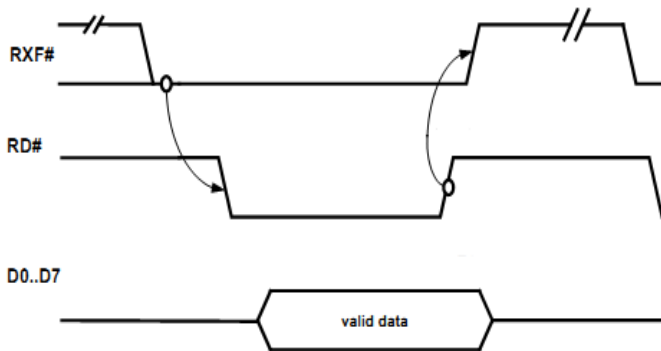
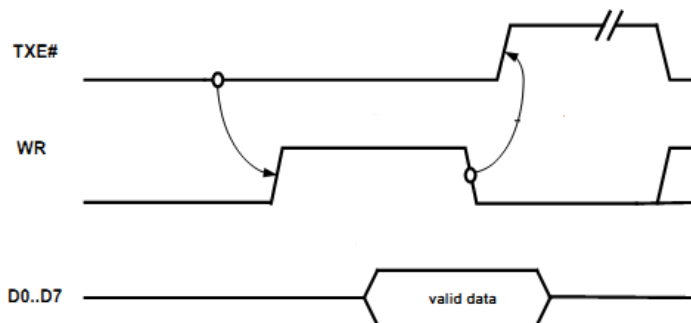


Figura 36 - Sequencia de escrita de dados no FT245. Ler nível lógico baixo no pino TXE#, colocar uma borda de subida no pino WR e então escrever o dado na porta.



Os dados adquiridos são enviados em forma de pacote e utilizando o protocolo *bulk* da comunicação USB. Este pacote possui porém um formato específico, de forma que o software de aquisição consiga ler e interpretar as informações recebidas. A forma como são empacotadas e enviadas às informações está ilustrado na Figura 37.

Figura 37 – Forma como são empacotados e enviados os dados enviados pelo *hardware* via USB.

Pacote com 10 amostras

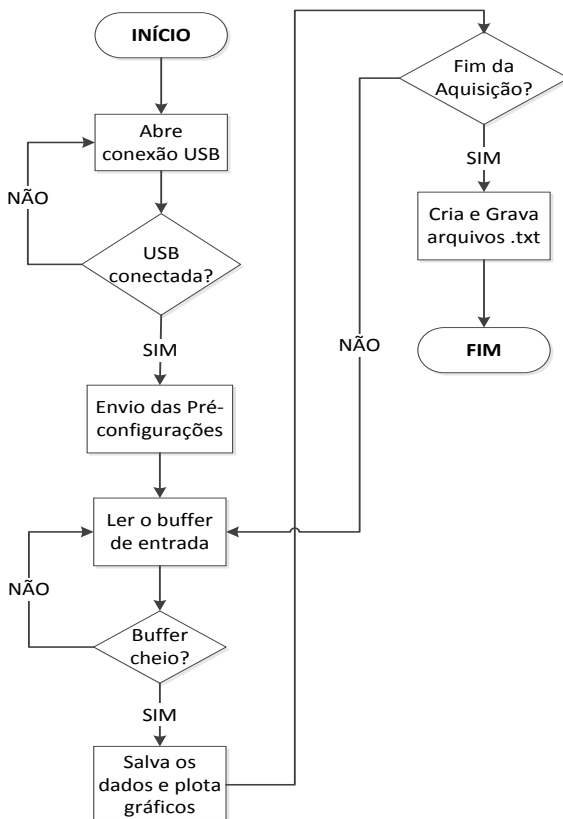
Amostra 1 (27 bytes)	Amostra 2 (27 bytes)	Amostra 3 (27 bytes)	...	Amostra 10 (27 bytes)
-------------------------	-------------------------	-------------------------	-----	--------------------------

O conversor USB consegue enviar no máximo 384 bytes e receber 128 bytes devido ao tamanho dos seus *buffer's* de entrada e saída. Desta forma, são enviados ao todo 270 bytes em cada pacote, respeitando o limite máximo de envio, garantindo o envio correto das informações.

3.2 SOFTWARE DE AQUISIÇÃO

O software de aquisição foi desenvolvido nas linguagens C e C++, utilizando a IDE Borland C++ Builder 6.0 e têm por finalidade funcionar como interface entre o sistema e o usuário. Neste software o usuário pode realizar algumas pré-configurações, como por exemplo, ajustar a frequência de amostragem e ganho de tensão, e preencher os dados pessoais do paciente, os quais são gravados nos arquivos de saída. Um fluxograma simplificado do funcionamento da aquisição dos dados e da plotagem dos gráficos está ilustrado na Figura 38.

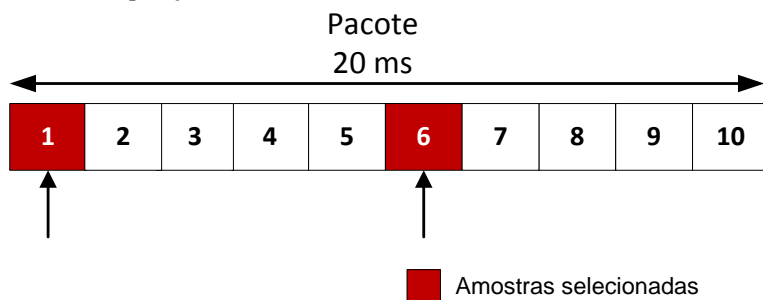
Figura 38 - Fluxograma da aquisição dos dados via USB e plotagem dos gráficos na tela do computador.



São desenhados na tela do software 6 derivações simultâneas dos sinais de ECG, na coluna esquerda do software o usuário pode escolher apresentar na tela as derivações I, II e III ou as derivações pré-cordiais V1, V2 e V3; De forma análoga, na coluna direita, podem ser selecionadas as derivações aVR, aVL, aVF ou as pré-cordiais V4, V5 e V6. Cabe ressaltar que os valores das derivações III, aVR, aVL e aVF são calculadas matematicamente a fim de serem apresentadas na tela. Para apresentação dos sinais na tela são utilizadas apenas duas amostras de cada dez que chegam no pacote recebido pela USB, ou seja, se o sinal é amostrado, por exemplo, a 500Hz a frequência de plotagem é igual a 20% da frequência de amostragem ($500\text{Hz} \times 20\% = 100\text{Hz}$). Também é apresentada na tela do software de aquisição a detecção de eletrodo desconectado, ou seja, se algum eletrodo por ventura for desconectado do paciente existe uma sinalização para o usuário.

Para um melhor entendimento da forma como são selecionadas as amostras que são plotadas na tela do software, a Figura 39 ilustra com mais detalhes o pacote de amostras e a esta seleção.

Figura 39 - Seleção das amostras que são plotadas na tela do software de aquisição.

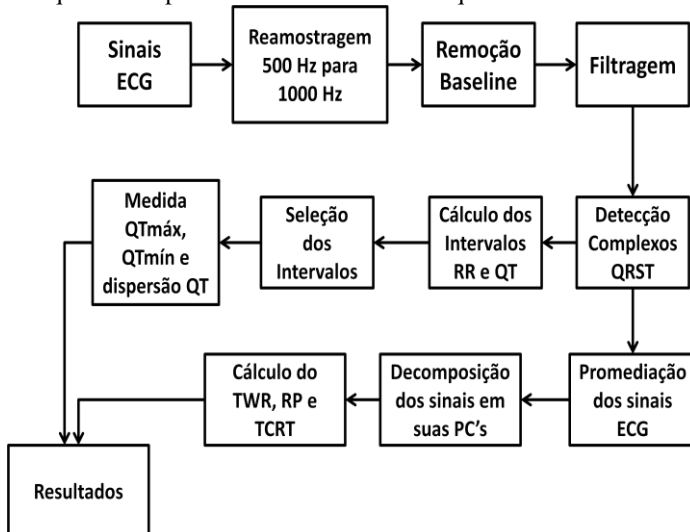


3.3 PROCESSAMENTO E ANÁLISE DOS SINAIS

Além do hardware e do software de aquisição, foram desenvolvidos algoritmos de análise dos sinais adquiridos. Estes algoritmos foram concebidos no ambiente de desenvolvimento MATLAB. Optou-se pelo uso do MATLAB porque esse ambiente de programação possui funções de entrada e saída de dados flexíveis.

Nesta seção serão abordados todos os passos realizados na análise dos sinais adquiridos, sendo que os tópicos mais importantes serão discutidos separadamente. Um diagrama de blocos com a sequência do processamento dos sinais está ilustrado na Figura 40.

Figura 40 - Sequência de processamento dos sinais adquiridos.



Os registros com os sinais de ECG são lidos e re-amostrados; para este fim foram utilizadas funções do MATLAB, e devido a sua simplicidade não serão discutidas aqui. Para remoção da linha de base dos sinais foi utilizado um algoritmo que realiza dois estágios de média móvel em duas janelas para realizar a detecção do sinal de linha de base dos registros (SAMENI, 2006). Após a detecção da linha de base, esta é subtraída dos sinais de ECG e então estes sinais são filtrados utilizando um filtro passa-baixa de 8ª ordem *butterworth*, com frequência de corte

em 45 Hz; Seguido por um filtro passa - alta de 5ª ordem *butterworth* e frequência de corte em 0.25Hz. Estas frequência de corte foram adotadas considerando as frequências de interesse nos sinais de ECG, de 0,5 à 25 Hz (SAHAMBI, TANDON e BHATT, 1997), uma vez que as análises estão concentradas na repolarização cardíaca e por consequência em frequências mais baixas (0,5 à 7 Hz).

3.3.1 Detecção dos Complexos QRS e Onda T

Após a realização dos pré-processamentos descritos anteriormente, o algoritmo faz a detecção de todos os complexos QRS e das ondas T nos sinais registrados. Os algoritmos desenvolvidos por PALODETO (2006) foram utilizados a fim de realizar a detecção das ondas características do sinal de ECG.

Tipicamente, as componentes de frequência que compõem o complexo QRS situam-se dentro da faixa de 10 Hz a 25 Hz (SAHAMBI; TANDON; BHATT, 1997). Já o espectro de potência das ondas P e T situa-se no intervalo de 0,5 Hz a 10 Hz, variações na linha de base e artefatos de movimento situam-se na faixa de 0,5 Hz a 7 Hz (SAHAMBI; TANDON; BHATT, 1997).

Estes algoritmos utilizam a função *wavelet* determinada pela primeira derivada da função gaussiana. De acordo com PALODETO (2006) a principal vantagem desta *wavelet* é que além de seus pontos de máximo e mínimo fornecerem singularidades sobre o sinal, os cruzamentos por zero determinam pontos de máximo ou mínimo do sinal. Utilizando uma função própria do Matlab foram levantados os valores apresentados na Tabela 7, a qual indica a frequência central de cada escala calculada para a *wavelet* empregada (primeira derivada da gaussiana).

Tabela 7 - Valores aproximados para a frequência central em cada escala da transformada *wavelet* da função primeira derivada da gaussiana, considerando o sinal amostrado na frequência de 1kHz.

Escalas	Frequência Central
2^1	150 Hz
2^2	75 Hz
2^3	37,5 Hz
2^4	18,75 Hz
2^5	9,375 Hz
2^6	4,6875 Hz
2^7	2,3438 Hz

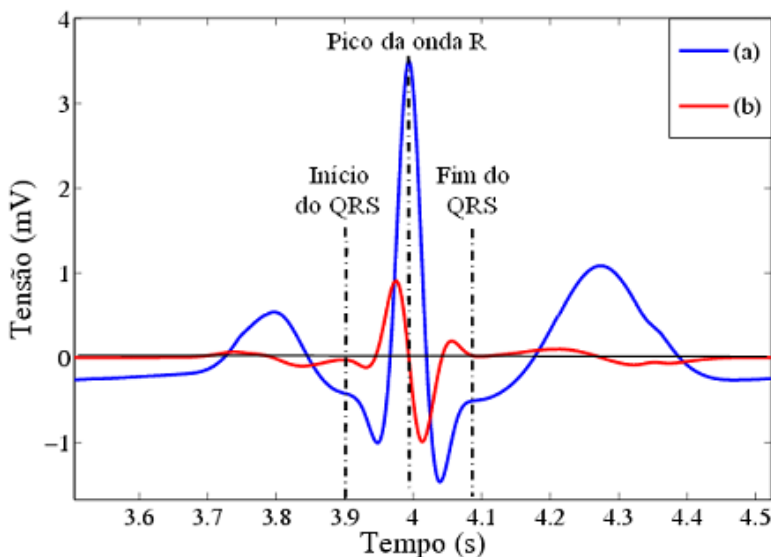
Assim, frequências de interesse no ECG são as que abrangem os complexos QRS e as ondas P e T, sendo delimitadas pelas escalas 2^4 e 2^6 , respectivamente.

Para detecção do complexo QRS utiliza-se a TW do sinal na escala 2^4 , e para detecção dos pontos inicial, final e pico da onda T a *wavelet* filha é escalonada por 2^6 . Estes valores estão baseados nos valores onde estão situadas as componentes de frequência do complexo QRS e da onda T presentes nos sinais de ECG.

3.3.1.1 Detecção do Complexo QRS

O complexo QRS é o primeiro a ser detectado, pois as ondas R apresentam, geralmente as maiores amplitudes do ECG, o que também irá resultar em uma maior amplitude da TW (Figura 41). Para detecção deste complexo, conforme a faixa de frequência ocupada pelo complexo QRS (entre 10Hz-25Hz), utiliza-se a TW do sinal na escala 2^4 (PALODETO, 2006).

Figura 41 - Detecção do complexo QRS utilizando função wavelet. (a) Sinal de ECG; (b) Função wavelet.

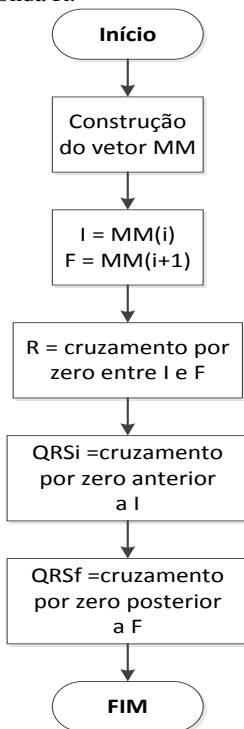


Fonte : (PALODETO, 2006).

O algoritmo de detecção constrói um vetor de máximos em módulo (MM) da transformada *wavelet* do ECG na escala 16 (2^4 , escala onde está localizada a faixa de frequência do complexo QRS), armazenando a posição dos pontos de máximos e mínimos locais da TW. Para isso a TW é percorrida e são considerados máximos ou mínimos locais todos os pontos cujos valores são superiores (em módulo) a 45% do máximo global da TW (PALODETO, 2006)

O fluxograma apresentado na Figura 42 demonstra como é realizada a detecção dos pontos que formam o complexo QRS.

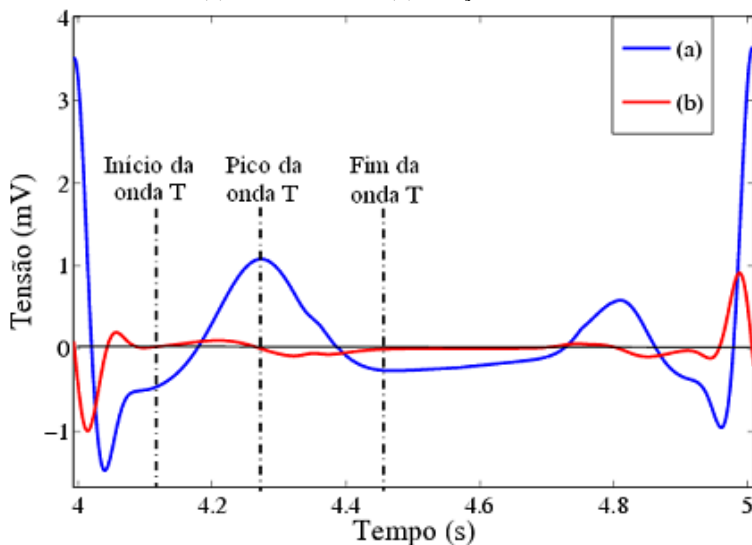
Figura 42 - Fluxograma para a detecção do início e fim do complexo QRS, bem como o pico da onda R.



3.3.1.2 Detecção da Onda T

Após a detecção do complexo QRS, são identificadas no sinal de ECG as ondas T. Estas são consideradas como as ondas de maior amplitude entre dois complexos QRS consecutivos. A Figura 43 mostra a TW de um ECG simulado para que sejam observados, através das linhas tracejadas, os cruzamentos por zero que identificam o início, o pico e o final da onda T (PALODETO, 2006).

Figura 43 - Detecção do início, pico e fim da onda T utilizando a função wavelet. (a) Sinal de ECG; (b) Função wavelet.

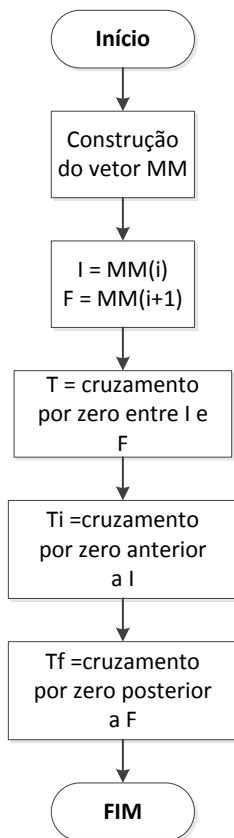


Fonte : (PALODETO, 2006).

A grande diferença em relação à detecção do complexo QRS está na construção do vetor de máximos em módulo (MM). No caso da detecção da onda T a *wavelet* filha é escalonada por 2^6 . Além disso, o vetor MM armazena apenas os valores de máximo e mínimo localizados entre duas ondas R consecutivas. Estes valores de máximos locais em módulo são utilizados para determinar o início, o pico e o fim da onda T (PALODETO, 2006).

Já a Figura 44 apresenta o fluxograma que demonstra o modo como são detectados os pontos referentes à onda T.

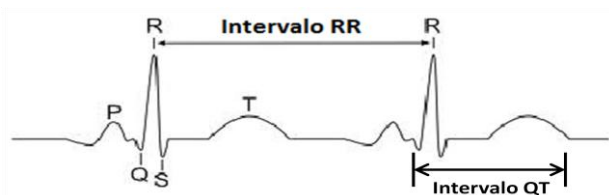
Figura 44 - Fluxograma para a detecção do início, do final e do pico da onda T do EGG.



3.3.2 Análise dos Intervalos

Uma vez detectados todas as ondas características do ECG é possível realizar a medida dos intervalos QT e RR. Para realizar a medida do intervalo RR é considerado o valor do intervalo de tempo que ocorre entre dois picos do complexo QRS. Já a medida do intervalo QT se dá pela diferença de tempo entre o início do complexo QRS e o final da onda T. Os intervalos que são medidos podem ser visualizados na Figura 45.

Figura 45 - Delimitação da medida dos intervalos RR e QT.



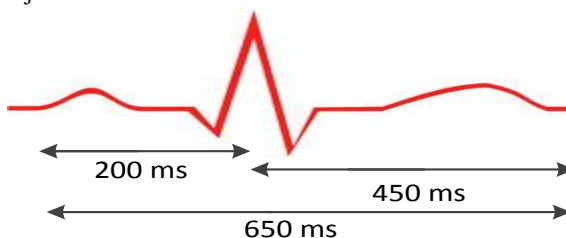
São medidos todos os intervalos presentes nos 8 canais adquiridos. Depois os intervalos são seleccionados para evitar que erros na detecção de algum desses intervalos venham a interferir na análise dos dados. A partir dos valores medidos é calculado o valor do *interquartile* do conjunto de valores, e são seleccionados apenas os valores medidos que se encontram dentro do intervalo definido pelo valor do *interquartile*.

Após esta selecção são encontrados os valores de QT máximo e mínimo de cada canal, são calculados os valores QT corrigido pelas formulas de *Bazzet*, *Framingham* e *Hodges* e medidos os valores máximos e mínimos. Com estes valores é calculada a dispersão dos intervalos QT originais e corrigidos, e então são apresentados os resultados.

3.3.3 Decomposição em Componentes Principais

Antes de realizar a decomposição dos sinais em suas componentes principais, os sinais de ECG são promediados utilizando a detecção do pico dos complexos QRS como referencia. É criada uma janela de 650ms; são seleccionados 200ms antes do pico do complexo QRS e 450ms depois, como pode ser visto na Figura 46. Esta medida foi tomada a fim de diminuir o tempo de processamento da decomposição dos sinais.

Figura 46 - Delimitação da janela de promediação dos sinais, são seleccionados 200 ms antes do pico da onda R e 450 ms depois totalizando uma janela de 650 ms.



Após a promediação os sinais são decompostos utilizando a decomposição por valores singulares (*Singular Value Decomposition - SVD*). Em seguida o valor da variância de cada PC, representado nas equações por λ , é utilizado para o cálculo do resíduo da onda T (*T-wave residuum - TWR*) e do parâmetro de arredondamento (*Roundness parameter*). Por fim, é realizado o ultimo calculo pertinente à análise das componentes principais. É calculado o valor total do ângulo entre o complexo QRS e a onda T (*Total cosine R-to-T - TCRT*). Para comodidade da leitura do texto as Equações 8 à 12, já apresentadas na seção 2.4.3, serão expostas de forma resumida na Tabela 8 .

Tabela 8 - Resumo e descrição das equações utilizadas no cálculo dos parâmetros utilizando as componentes principais.

Equação		Descrição
(1)	$RP = \sqrt{\frac{\lambda_{2N}}{\lambda_{1N}}}$	<i>Roundness Parameter (RP)</i>
(2)	$\lambda_{1N} = \frac{100 \cdot \lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3}$	Variância da 1 ^a componente principal normalizada
(3)	$\lambda_{2N} = \frac{100 \cdot \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3}$	Variância da 2 ^a componente principal normalizada
(4)	$TWR = 100 - \left[\left(\frac{\sum_1^8 \lambda_i}{\sum_1^8 \lambda_i} \right) \times 100 \right]$	<i>T-wave Residuum (TWR)</i>
(5)	$TCRT = \frac{1}{t'_{RE} - t'_{RS}} \cdot \sum_{t'_{RS}}^{t'_{RE}} \cos \angle(s_D(n), s_D(n_T))$	<i>Total Cosine R-to-T (TCRT)</i>

3.4 TESTE DE SEGURANÇA ELÉTRICA

O ensaio de segurança elétrica foi realizado no Laboratório de Avaliação Técnica (LAT), o qual compõe a estrutura da engenharia clínica do Instituto de Engenharia Biomédica da Universidade Federal de Santa Catarina (IEB/UFSC) e atua desde 1998 como instrumento da garantia da qualidade de equipamentos eletromédicos. Atualmente, o LAT realiza serviços de ensaios acreditados pelo CGECRE/INMETRO e ensaios rastreáveis.

O LAT - IEB/UFSC é o primeiro laboratório do Estado de Santa Catarina a receber a acreditação do Instituto Nacional de Metrologia (INMETRO), para realizar ensaios em equipamentos eletromédicos. Entre os serviços prestados pelo LAT estão os ensaios de segurança elétrica de equipamentos eletromédicos.

O teste de corrente de fuga foi realizado com o *International Safety Analyzer* modelo 601 PRO SERIES XL, produzido pela companhia *Fluke Biomedical*. Este é um equipamento de testes automático que atende rigorosas normas internacionais de segurança elétrica para equipamentos eletromédicos hospitalares e laboratoriais. O mesmo possui uma impressora térmica interna capaz de imprimir os relatórios dos testes realizados.

3.5 COMITÊ DE ÉTICA E COLETA DE DADOS

A coleta das informações foi efetuada em voluntários saudáveis, no Instituto de Engenharia Biomédica da Universidade Federal de Santa Catarina, mediante autorização do Comitê de Ética em Pesquisa com Seres Humanos da Universidade Federal de Santa Catarina (CEPSH – UFSC, Protocolo 2405 – ANEXO A). A infraestrutura necessária foi apenas uma sala reservada, pouco afetada por ruídos externos, onde o voluntário pudesse ficar relaxado e, assim, diminuindo a possibilidade de artefatos no sinal a ser adquirido.

De maneira não invasiva, através da simples conexão dos eletrodos do equipamento de aquisição de sinais eletrocardiográficos ao voluntário, os registros foram feitos por um período de 5 (cinco) minutos para cada um. Sendo que, em todas as aquisições, os indivíduos permaneciam na posição supino dorsal.

Ressalta-se que, conforme norma do CEPSH, a identidade dos indivíduos envolvidos no estudo foi preservada e nenhum deles teve seus dados adquiridos/utilizados sem sua autorização prévia.

3.5.1 Estudo Piloto

A fim de avaliar o sistema de aquisição desenvolvido e a metodologia do processamento digital de sinais, foram coletados sinais de 10 voluntários saudáveis, do sexo masculino, e foi realizado um estudo piloto a partir destas informações. Os sinais foram coletados no padrão de 12 derivações durante 5 minutos, em seguida os sinais adquiridos foram avaliados visualmente e um segmento destes sinais, de boa qualidade e com 2 minutos de duração, foi escolhido com intuito de realizar as análises propostas no trabalho.

Os parâmetros avaliados estão descritos detalhadamente na seção 2.4, e são eles: os intervalos QT, $QT_{C_{Bazzet}}$, $QT_{C_{Framingham}}$, $QT_{C_{Hodges}}$ e RR e o frequência cardíaca média (*Heart Rate* – HR), além dos parâmetros calculados a partir da decomposição dos sinais em suas componentes principais, TWR, RP e TCRT. Por fim foi realizado o cálculo da média e desvio padrão de todos os parâmetros citados.

4 RESULTADOS

Neste capítulo serão apresentados os resultados alcançados no presente trabalho.

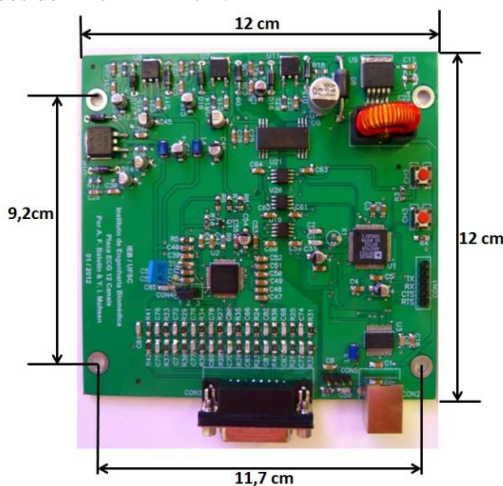
4.1 O HARDWARE

Após o desenvolvimento do projeto descrito na seção 3.1, todas as partes foram integradas em uma única placa de circuito impresso (PCI). Com o intuito de reduzir o tamanho do protótipo, a fim de torná-lo portátil, foram utilizados basicamente apenas componentes SMD (*Surface Mounting Devices*).

4.1.1 Placa Desenvolvida

A Figura 47 apresenta a PCI desenvolvida, a distância dos furos de fixação e as dimensões da PCI desenvolvida (medindo apenas 12 cm x 12 cm).

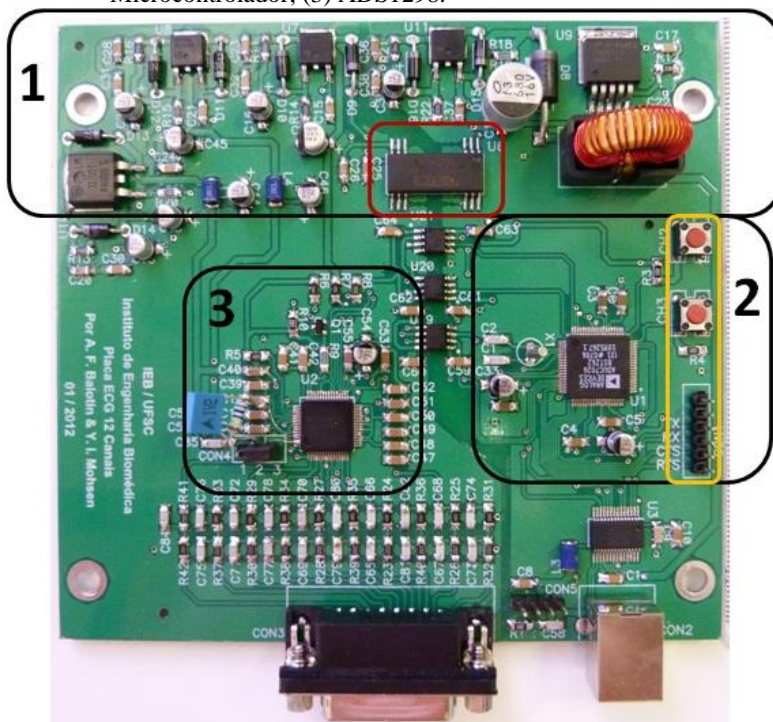
Figura 47 - Dimensões da placa de circuito impresso construída. A placa possui dimensões de 12 cm x 12 cm.



Como frisado anteriormente, a PCI integra todos os circuitos eletrônicos utilizados no equipamento. Cabe destacar que na PCI, assim como elaborado no projeto, os circuitos que estão diretamente em

contato com o paciente estão completamente isolados da rede elétrica. Na Figura 47 pode-se observar a distribuição dos circuitos e sua funcionalidade na PCI.

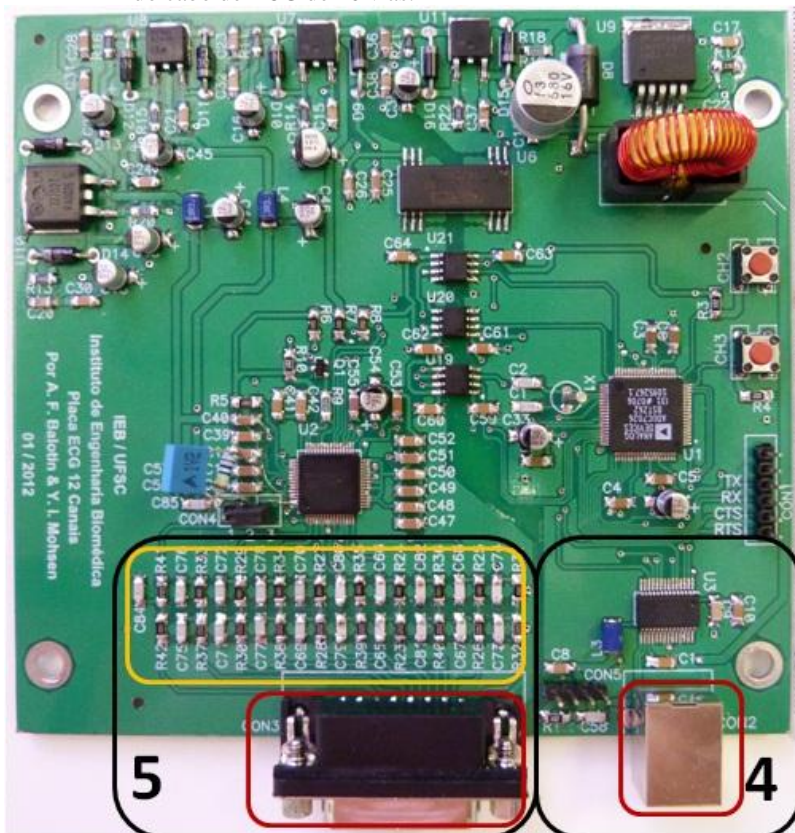
Figura 48 - Hardware desenvolvido detalhado. (1) Fonte de alimentação; (2) Microcontrolador; (3) ADS1298.



Na região 1 da Figura 48 estão presentes todos os circuitos responsáveis pela alimentação dos demais circuitos. Em vermelho destacado na região 1 está mostrado o CI responsável por realizar a isolamento das duas partes da fonte de alimentação. A região 2 delimita especificamente o microcontrolador utilizado; Também em destaque, (amarelo) pode-se observar os botões e o barramento pelos quais é possível gravar ou atualizar a *firmware* do mesmo. Já na região 3 é apresentado o CI ADS1298 e os componentes periféricos necessários para o seu correto funcionamento.

Na Figura 49, a região 4 mostra o módulo USB utilizado para realizar a comunicação com o computador. Já na região 5 destaca-se o conector (em vermelho) utilizado para ligar o cabo de ECG às entradas do ADS1298 e a rede capacitiva-resistiva de filtros passivos (em amarelo).

Figura 49 - *Hardware* desenvolvido detalhado. (4) Módulo USB; (5) Conector do cabo de ECG de 10 vias.



Por ultimo, estão em destaque na Figura 50 os dispositivos responsáveis por realizar a isolamento elétrica.

Figura 50 - *Hardware* desenvolvido detalhado. Isoladores e optoacopladores. Destacados em amarelo os isoladores ADuM1200, acima da região amarela o conversor isolador DCP021212.



Em amarelo estão ressaltados os CI's opto isoladores de alta velocidade. Por meio destes, é realizada a comunicação SPI entre o microcontrolador e o *front-end* de ECG.

A Figura 51 ilustra o protótipo após a fixação da PCI dentro da caixa plástica, sendo que a caixa possui as dimensões de: 4 cm x 14 cm x 15 cm.

Figura 51 - Foto da versão final do protótipo construído



Ainda tratando do hardware do sistema, foram configurados todos os registradores necessários para o correto funcionamento do CI ADS1298. Os registradores do CI foram apresentados na seção 3.1.2.5 com seus valores *default*, agora serão apresentados os valores de configuração para o funcionamento; estes valores estão apresentados na Tabela 9, e fazem com que o ADS1298 funcione com frequência de amostragem de 500 Hz e com o ganho dos amplificadores programado para 6 vezes.

Tabela 9 - Valores configurados nos registradores do ADS1298 para a aquisição dos sinais.

Endereço	Registrador	Valor Configurado
Configurações do Dispositivo (somente leitura)		
00h	ID	92h
Configurações Globais dos canais		
01h	CONFIG1	86h
02h	CONFIG2	00h
03h	CONFIG3	CCh
04h	LOFF	13h
Configurações específicas dos canais		
05h	CH1SET	00h
06h	CH2SET	00h
07h	CH3SET	00h
08h	CH4SET	00h
09h	CH5SET	00h
0Ah	CH6SET	00h
0Bh	CH7SET	00h

Tabela 9 – Continuação.

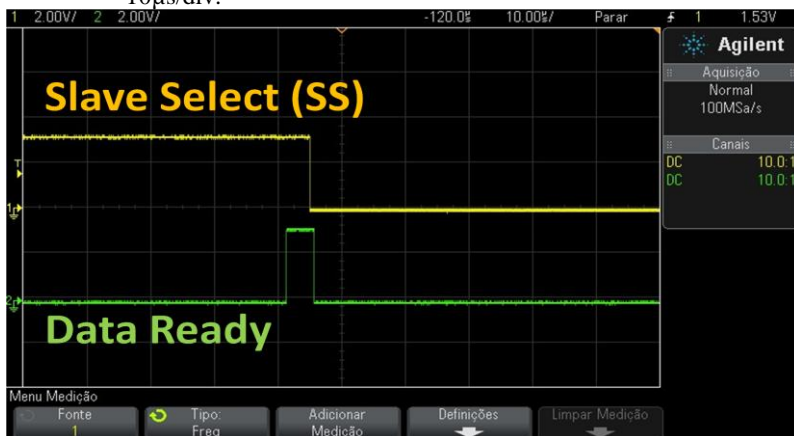
0Ch	CH8SET	00h
0Dh	RLD_SENSP	06h
0Eh	RLD_SENSN	02h
0Fh	LOFF_SENSP	FFh
10h	LOFF_SENSN	02h
11h	LOFF_FLIP	00h
Registradores detecção eletrodo desconectado (somente leitura)		
12h	LOFF_STATP	00h
13h	LOFF_STATN	00h
Outros registradores		
14h	GPIO	0Fh
15h	PACE	00h
16h	RESP	00h
17h	CONFIG4	02h
18h	WCT1	0Ah
19h	WCT2	E3h

4.1.2 Comunicação SPI

A fim de verificar o correto funcionamento da comunicação entre o microcontrolador e o ADS1298, foram realizadas algumas medidas dos sinais da comunicação SPI. Pode-se verificar desta forma o correto funcionamento da comunicação.

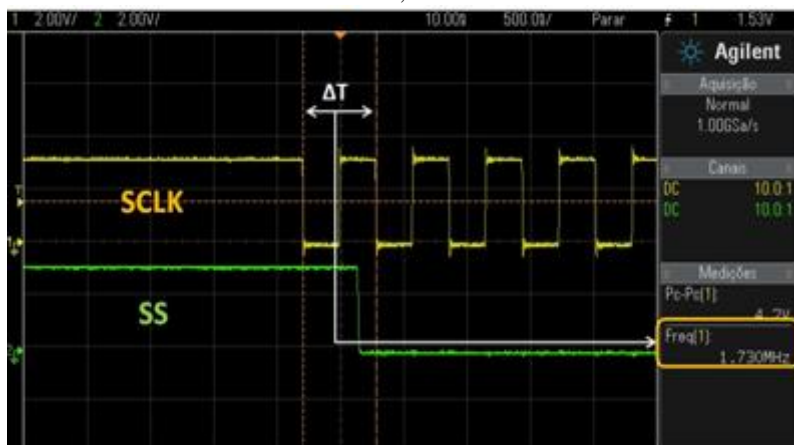
A Figura 52 apresenta em verde o sinal *Data Ready*, do ADS1298, e em amarelo o pino SS (*Slave Select*) da comunicação SPI. Como se pode observar na Figura 52, após a sinalização de conversão pronta o microcontrolador inicia a leitura dos dados via SPI.

Figura 52 - Sinais Slave select (amarelo) e Data ready (verde). V: 2V/div; H: 10 μ s/div.



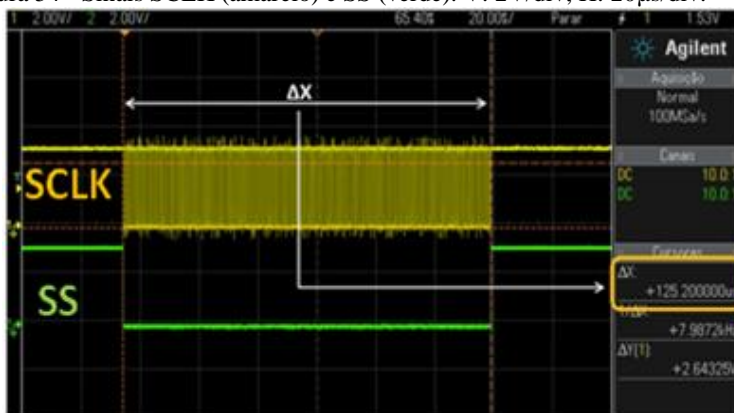
A Figura 53 apresenta o sinal de clock (SCLK) gerado pelo microcontrolador. A frequência do sinal SCLK medida foi de 1.73MHz, com esta velocidade cada bit pode ser enviado a cada 0,578 μ s.

Figura 53 - Sinais SCLK (amarelo) e SS (verde). Valor ΔT no valor de 1,73 MHz correspondente a frequência de clock do mestre no barramento SPI. V: 2V/div; H: 500 ns/div.



Já a Figura 54 apresenta em amarelo o sinal SCLK gerado pelo microcontrolador e em verde o sinal de SS. Foi realizada a medida do tempo total necessário para realização da leitura dos 216 bits (ou 27 bytes) da conversão A/D do ADS1298. O tempo total medido, representado na Figura x pelo valor ΔX , foi de 125,2 μ s.

Figura 54 - Sinais SCLK (amarelo) e SS (verde). V: 2V/div; H: 20 μ s/div.



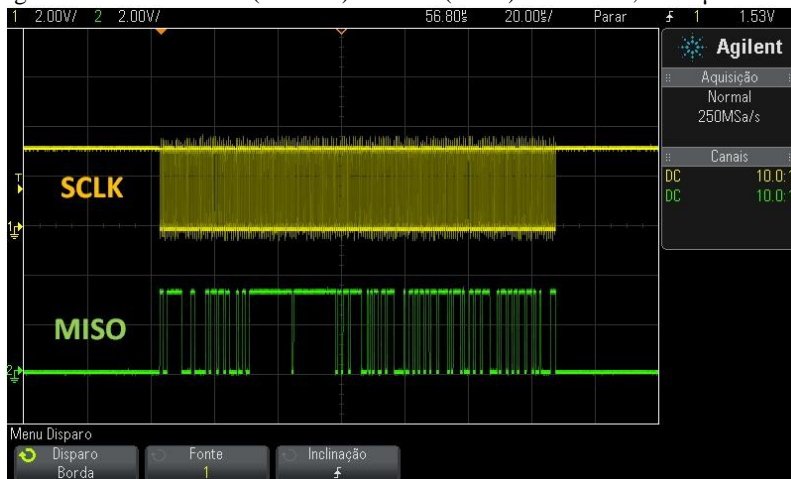
Na Figura 55 estão ilustrados os sinais de SCLK e MOSI (*Master Output – Slave Input*) da comunicação SPI.

Figura 55 - Sinais SCLK (amarelo) e MOSI (verde). V: 2V/div; H: 20 μ s/div.



A Figura 56 ilustra com maiores detalhes os dados convertidos sendo lidos pelo mestre pela via MISO (*Master Input – Slave Output*).

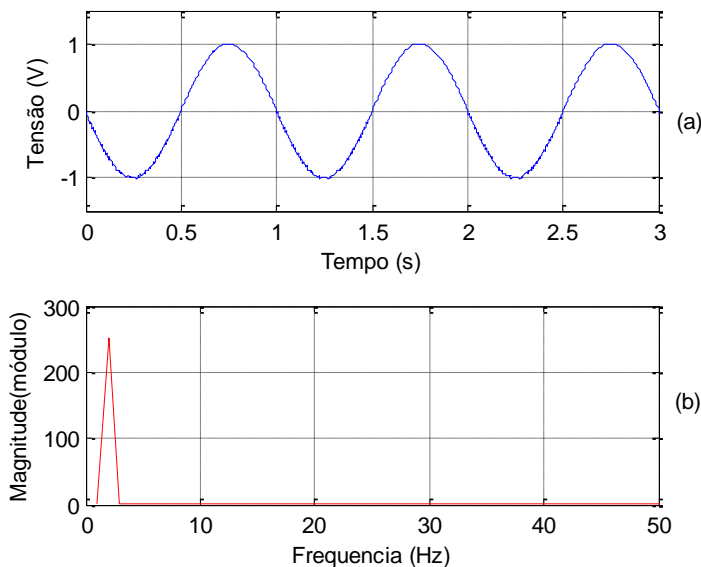
Figura 56 - Sinais SCLK (amarelo) e MISO (verde). V: 2V/div; H: 20 μ s/div.



Foram realizadas algumas medições com sinais conhecidos com o intuito de demonstrar o correto funcionamento do sistema de aquisição. As aquisições foram realizadas, em um primeiro momento, com frequência de amostragem de 500 Hz e o ganho de tensão programado para uma (1) vez.

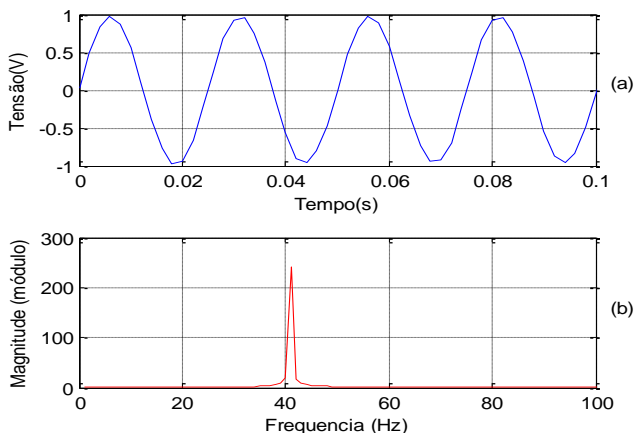
Foi injetado um sinal senoidal com amplitude de 2 Volts de pico à pico (Vpp) e frequência de 1 Hz em todos os canais. O sinal foi adquirido por 20 segundos. Os gráficos apresentados nas Figuras 57 à 59 foram plotados utilizando o software Matlab e não possuem nenhum tipo de filtragem, remoção de ruído ou baseline. O gráfico contendo os três primeiros segundos do sinal adquirido e o seu respectivo espectro de frequência está ilustrado na Figura 57.

Figura 57 – (a) Sinal de teste senoidal com frequência de 1 Hz adquirido com frequência de amostragem de 500 Hz e ganho dos amplificadores ajustados para 1 vez.(b) Espectro de frequência do sinal adquirido.



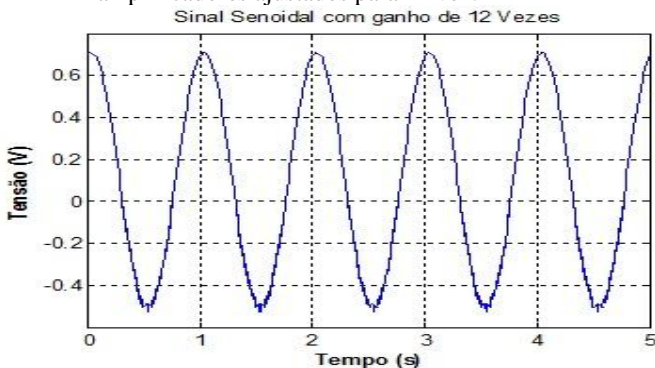
Foi realizada também a aquisição de um sinal senoidal com frequência de 40 Hz e amplitude de 2 Vpp. O sinal adquirido está ilustrado na Figura 58. É possível visualizar que em um período de tempo de 0,1s têm-se quatro ciclos do sinal senoidal, o que caracteriza um sinal com frequência de 40 Hz. Além disto, o espectro de frequência do sinal, também apresentado na Figura 58, mostra que toda magnitude do sinal se encontra no entorno de 40 Hz.

Figura 58 – (a) Sinal de teste senoidal de frequência de 40 Hz adquirido com frequência de amostragem de 500 Hz e ganho dos amplificadores ajustados para 1 vez. (b) Espectro de frequência do sinal adquirido.



Por fim foi realizado um teste com objetivo de verificar o funcionamento dos amplificadores de ganho programável (PGA). Foi injetado um sinal senoidal com frequência de 1 Hz e amplitude de 0,1 Vpp; O amplificador foi programado para um ganho de tensão de 12 vezes. O sinal adquirido está ilustrado na Figura 59.

Figura 59 - Sinal de teste senoidal com frequência de 1Hz amplificado. adquirido com frequência de amostragem de 500 Hz e ganho dos amplificadores ajustados para 12 vez.




Como pode ser visualizado na Figura 59, o sinal tem uma amplitude de aproximadamente 1,2 Vpp, comprovando o correto funcionamento do PGA.

4.2 O SOFTWARE DE AQUISIÇÃO

O software de aquisição foi desenvolvido para funcionar como interface entre o usuário, operador do sistema, e o hardware. Na Figura 60 pode-se observar a aba para o preenchimento das informações do paciente.

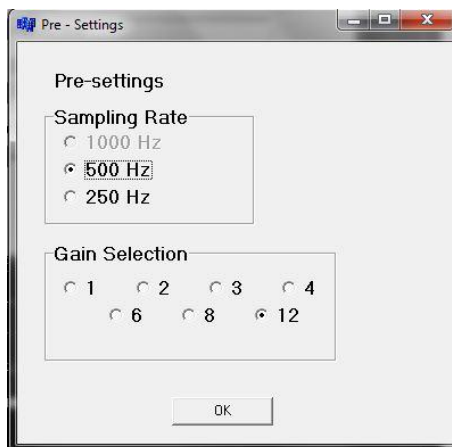
Figura 60 - Formulário de informações do paciente do software de aquisição. Cadastro do nome, data de nascimento e sexo do paciente.



The image shows a screenshot of a software window titled "Formulário". Inside the window, there is a section titled "Preenchas as informações abaixo". Below this title, there are three input fields: "Name" with the text "João da Silva", "Date of Birth" with the date "01/01/1970", and "Gender" with the text "Masculino". At the bottom of the form, there is an "OK" button.

Na Figura 61 visualiza-se a aba de pré-configurações do sistema. Nesta é possível selecionar o valor da frequência de amostragem e do ganho de tensão em vezes.

Figura 61 - Aba de pré-configurações do software de aquisição. Pode-se realizar as configurações da frequência de amostragem e do ganho de tensão dos amplificadores do ADS1298.



A Figura 62 ilustra o sistema de aquisição completo, é possível visualizar o equipamento (hardware), um computador pessoal executando o software de aquisição desenvolvido e o paciente com os eletrodos devidamente conectados.

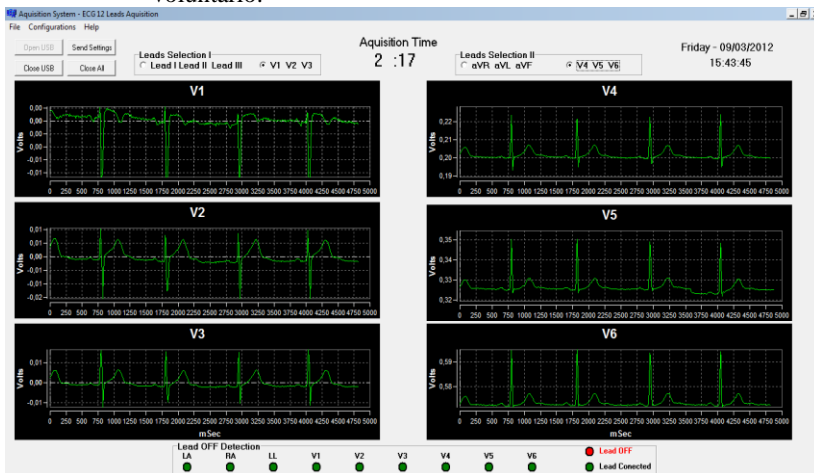
Após o preenchimento do formulário e a realização das pré-configurações pode-se visualizar a tela principal do sistema. Nesta tela se tem duas colunas com 3 gráficos cada, onde podem ser selecionados os gráficos apresentados por meio de uma caixa de seleção. A Figura 63 mostra a tela principal do sistema com as duas colunas de gráficos .

Figura 62 – Sistema de aquisição completo. (1) Equipamento protótipo com cabos de ECG e USB; (2) *Notebook*. com *software* de aquisição em funcionamento; (3) Paciente e eletrodos para a aquisição dos sinais.



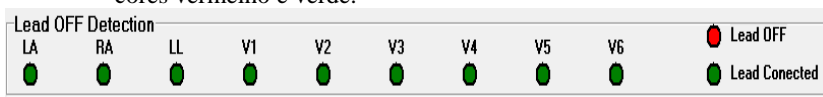
A Figura 63 apresenta o sistema no momento da aquisição dos sinais de ECG de um voluntário.

Figura 63 - Software de aquisição funcionando coletando sinais de um voluntário.



Ainda pode-se destacar no software de aquisição, a detecção de eletrodo desconectado. Uma vez que um dos eletrodos não estiver conectado adequadamente ou caído, o software sinaliza em uma barra presente na parte inferior da tela. A Figura 64 ilustra em detalhes a barra de sinalização; Quando o eletrodo é desconectado o círculo muda de cor de forma intermitente a fim de alertar o operador do sistema.

Figura 64 - Barra de sinalização de eletrodo desconectado. Quando o eletrodo está desconectado o círculo passa a alternar intermitentemente as cores vermelho e verde.



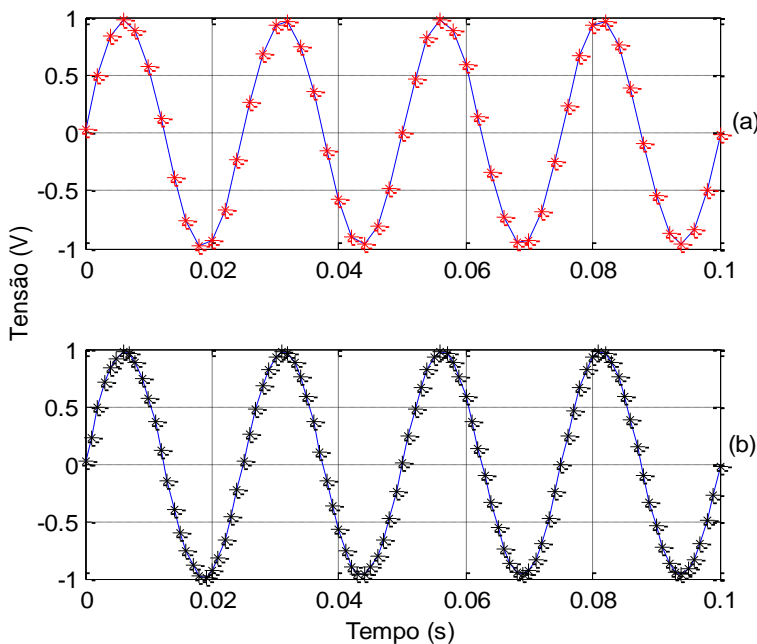
4.3 ANÁLISE DOS SINAIS

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos nas etapas de pré-processamento e análise dos sinais adquiridos com o sistema desenvolvido.

4.3.1 Reamostragem, Remoção da Linha de Base e Filtragem.

Os sinais adquiridos são reamostrados utilizando uma interpolação linear. Os sinais original e reamostrado estão ilustrados na Figura 65.

Figura 65 - Reamostragem de um sinal de teste. (a) Asteriscos em vermelho representam as amostras do sinal original à 500 Hz e (b) Asteriscos em preto representam as amostras do sinal reamostrado à 1000 Hz.



Após a reamostragem os sinais são filtrados utilizando os filtros descritos na seção 3.3. As frequências de corte são de 0,25 e 45 Hz e os gráficos que apresentam suas respostas em frequência estão ilustrados nas Figura 66 e Figura 67. A Figura 66 ilustra a resposta em frequência do filtro passa-baixa com frequência de corte de 45 Hz; Já a Figura 67 ilustra o gráfico da resposta em frequência do filtro passa alta e frequência de corte de 0,25 Hz. Estes gráficos foram levantados utilizando funções específicas do Matlab.

Figura 66 - Resposta de magnitude e fase do filtro passa baixa *butterworth* 5ª ordem e com frequência de corte de 45 Hz.

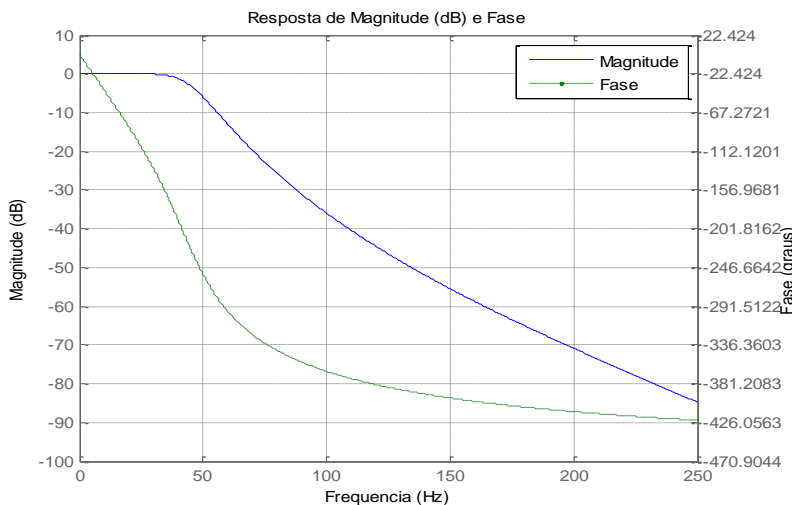
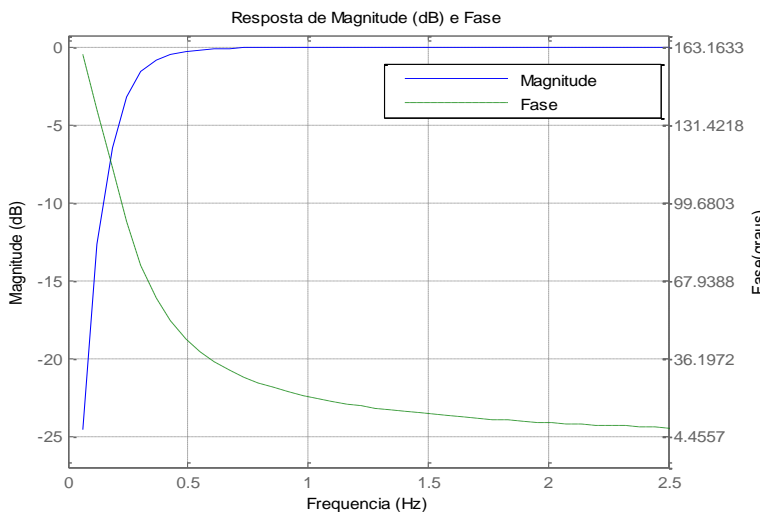
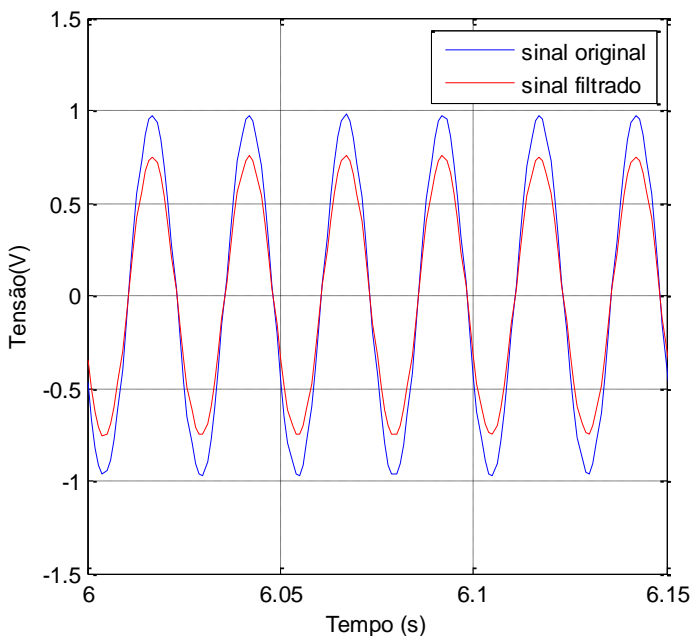


Figura 67 - Resposta de magnitude e fase do filtro passa alta *butterworth* 5ª ordem e com frequência de corte de 0,25 Hz.



Com objetivo de demonstrar que não existe atraso de fase dos sinais filtrados o mesmo sinal senoidal reamostrado foi submetido a estas etapas de filtragem. A Figura 68 ilustra os sinal original e o sinal filtrado.

Figura 68 - Teste de distorção de fase na etapa de filtragem. Sinais original e filtrado não apresentam atraso de fase.



Nota-se que apesar do sinal ser de uma frequência de 40 Hz e o filtro passa-baixa estar ajustado com frequência de corte de 45 Hz, não houve atraso de fase do sinal, preservando as características temporais do sinal. Ocorre apenas uma diminuição da amplitude do sinal, porém conservando as características do sinal.

Em seguida a linha de base é detectada em todas as derivações. Na Figura 69 está ilustrada essa detecção em um sinal de ECG. Esta variação está basicamente ligada a ruídos de natureza muscular e a também a respiração do paciente. Então, após a detecção esta variação é subtraída do sinal de ECG; O sinal livre de variação de linha de base pode ser observado na Figura 70.

Figura 69 - Detecção da variação de linha de base na derivação V5 de um sinal de ECG. Em azul sinal de ECG com variação de linha de base e em vermelho o sinal de linha de base detectado.

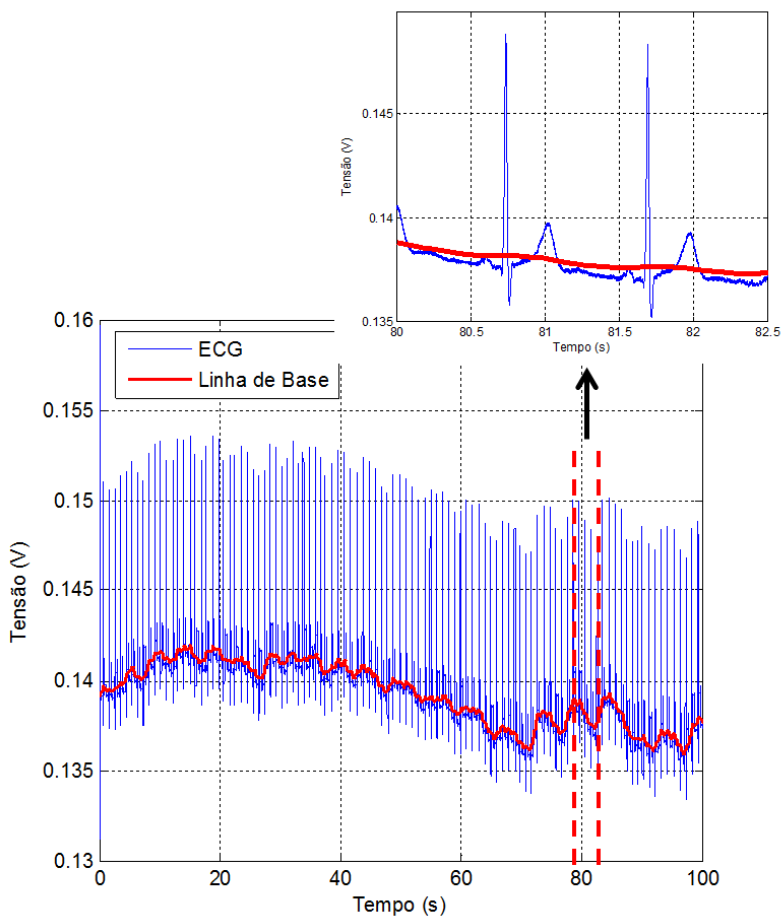
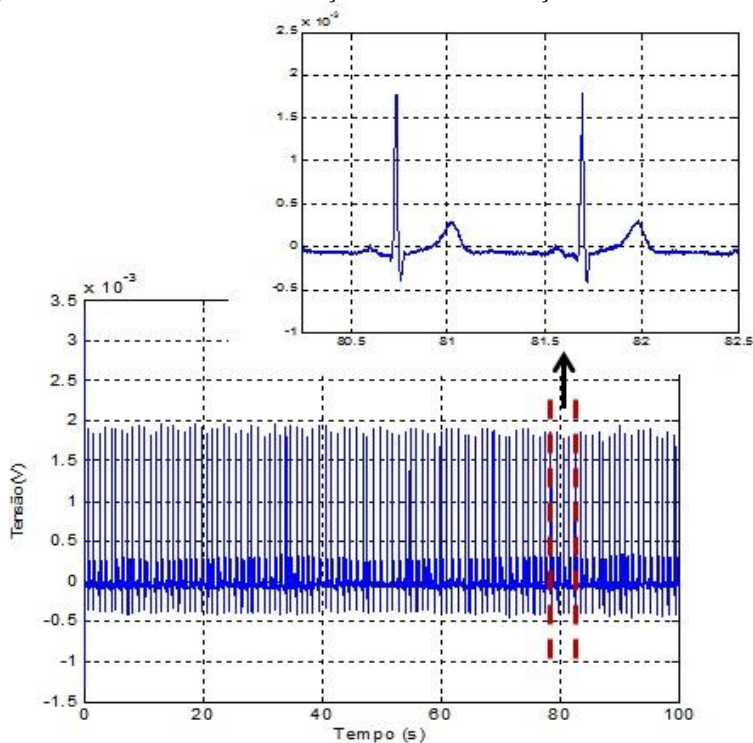


Figura 70 - Sinal de ECG da derivação V5 livre da variação de linha de base.



A Figura 71 apresenta um sinal de ECG, derivação V5, originalmente adquirido pelo sistema e a Figura 72 apresenta o mesmo sinal após a realização das etapas descritas anteriormente.

Figura 71 - Sinal de ECG, derivação V5 original, sem remoção de linha de base e filtragem digital.

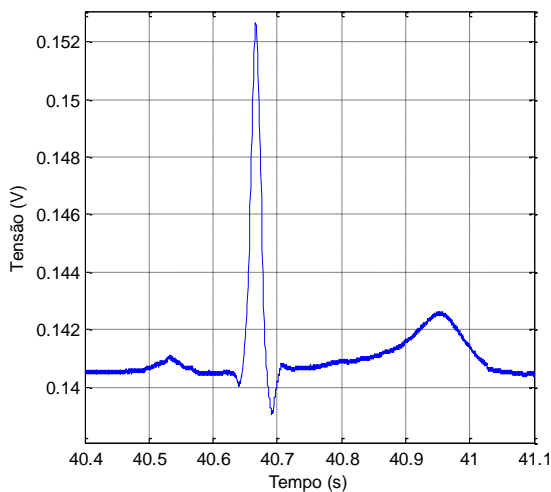
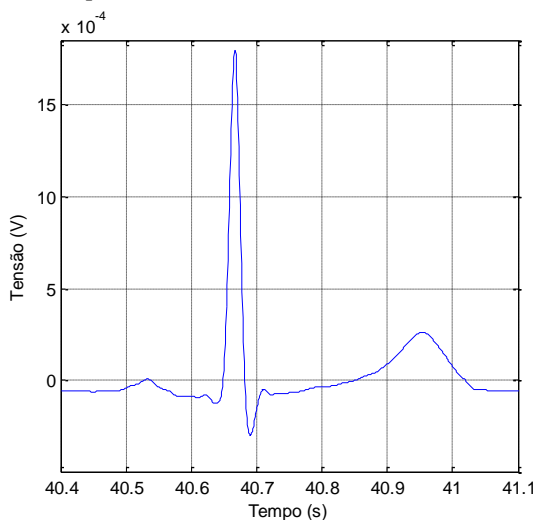


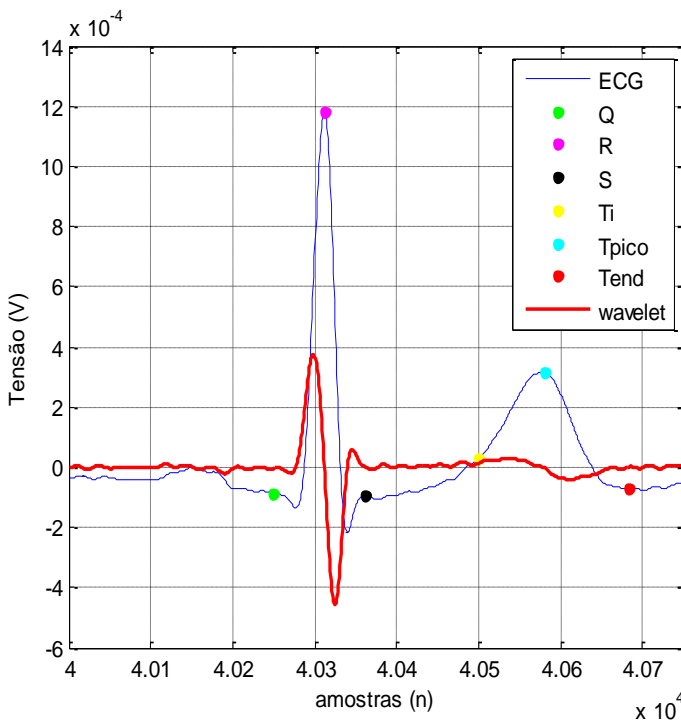
Figura 72 - Sinal de ECG, derivação V5 após etapa de filtragem. Sinal filtrado por um filtro *butterworth* de 8ª ordem passa baixa com frequência de corte de 45 Hz e um filtro *butterworth* de 5ª ordem passa alta com frequência de corte de 0,25 Hz



4.3.2 Detecção do Complexo QRS e Onda T

Após o pré-processamento dos sinais, descritos na seção anterior, foram realizadas as detecções dos complexos QRS e ondas T em todos os canais. Na Figura 73 está ilustrada função *wavelet* utilizada na detecção dos pontos fiduciais do sinal de ECG.

Figura 73 - Função *wavelet* utilizada na detecção das ondas características do ECG. Estão ilustrados o sinal de ECG em azul, a função *wavelet* utilizada na detecção dos pontos Q, R e S e também a detecção dos pontos T_i , T_{pico} e T_{end} da onda T.



Em seguida os pontos detectados são marcados e salvos. As Figura 74 à Figura 81 ilustradas a seguir mostram a detecção dos complexos QRS e ondas T detectadas em cada derivação de um sinal de ECG adquirido.

Figura 74 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação I.

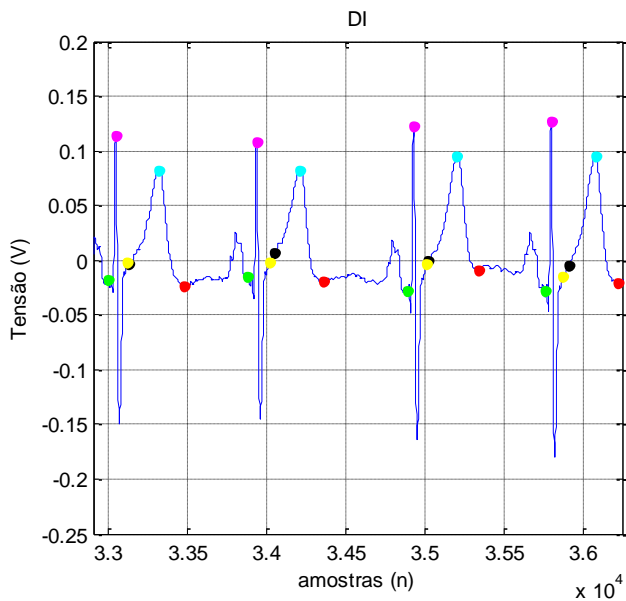


Figura 75 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação II.

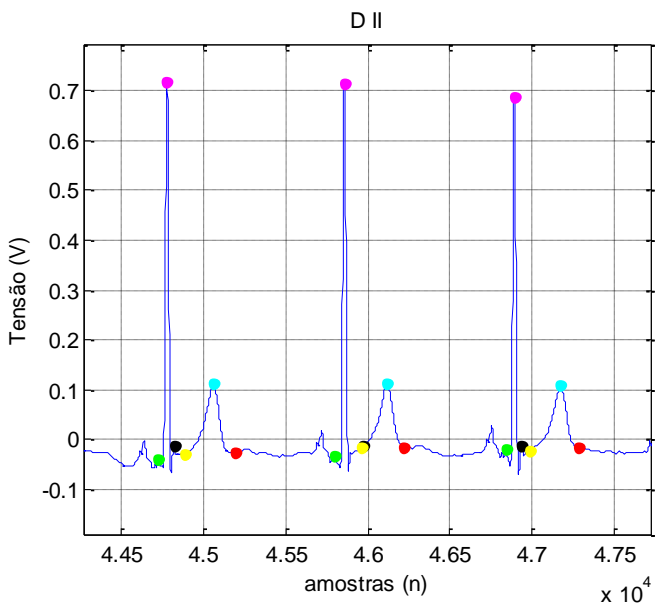


Figura 76 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação V1.

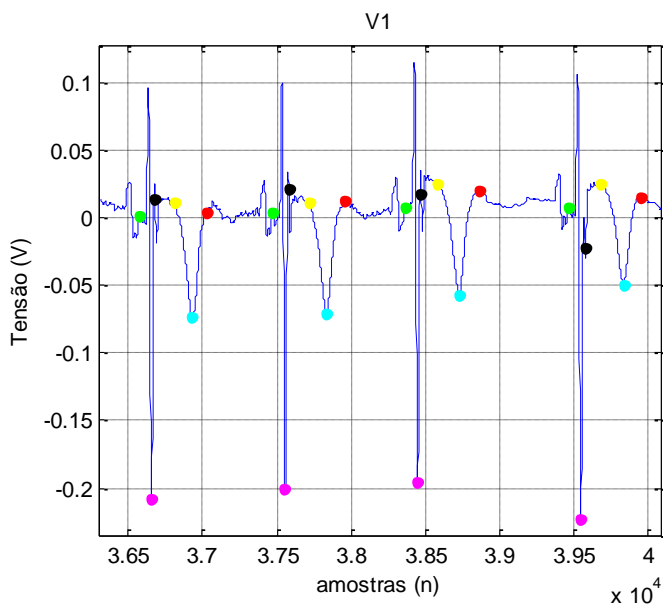


Figura 77 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação V2.

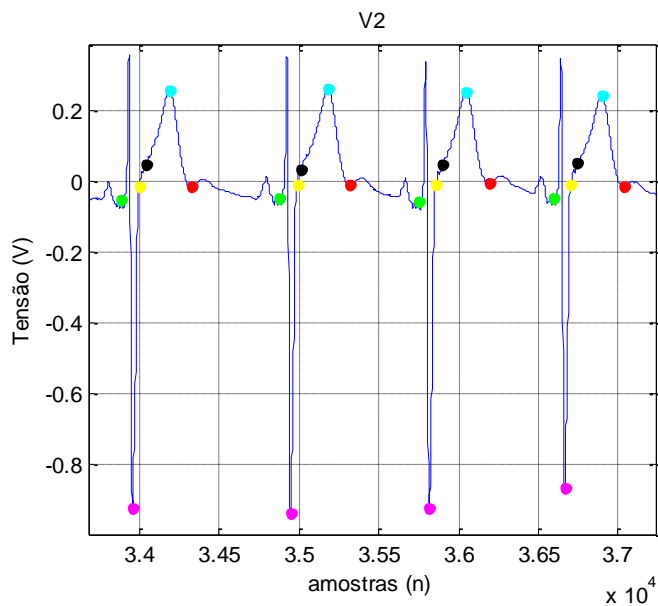


Figura 78 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação V3.

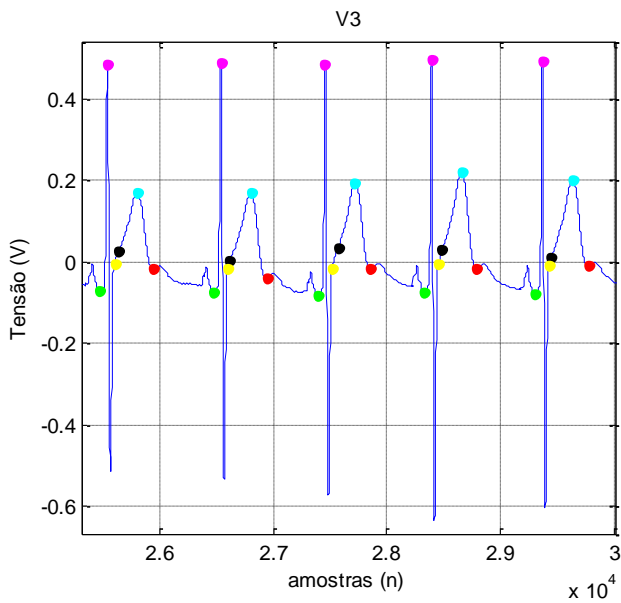


Figura 79 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação V4.

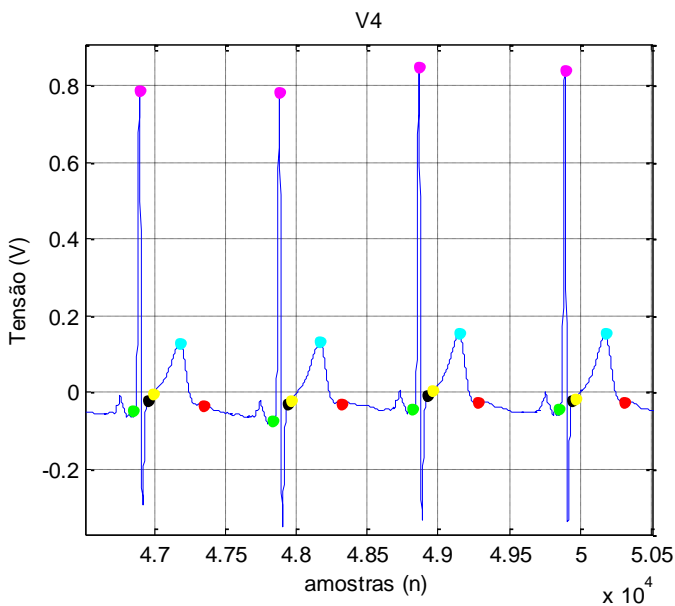


Figura 80 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação V5.

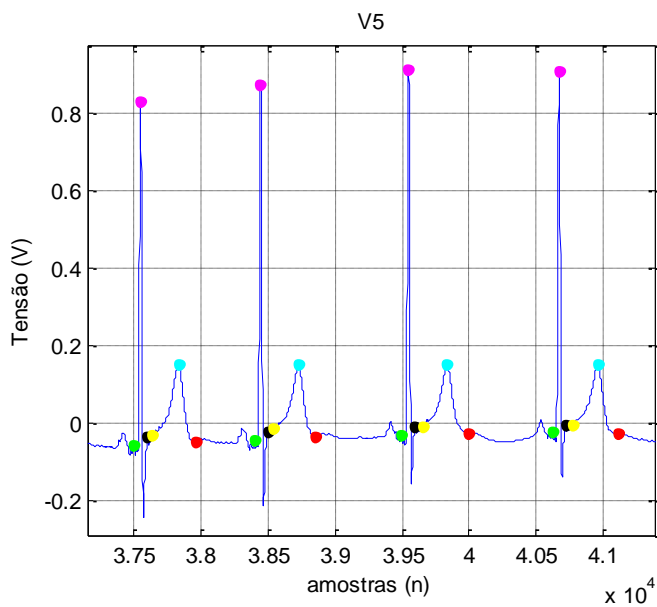
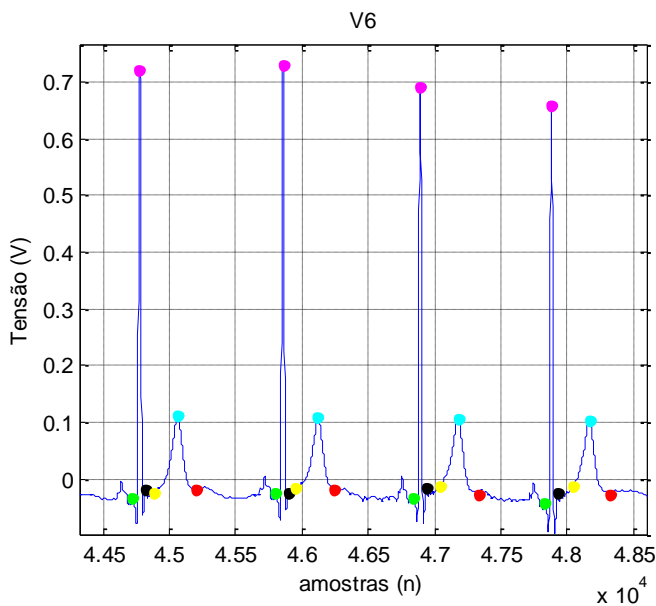


Figura 81 - Detecção do complexo QRS e onda T na derivação V6.



4.3.3 Promediação dos Sinais

Os resultados da promediação realizada nos sinais estão apresentados na Figura 82 à Figura 85, ilustradas a seguir.

Figura 82 - Resultado da janela de promediação realizada nos sinais, foram selecionados 200 ms antes do pico da onda R e 450 ms depois. Acima derivação DI, abaixo derivação DII.

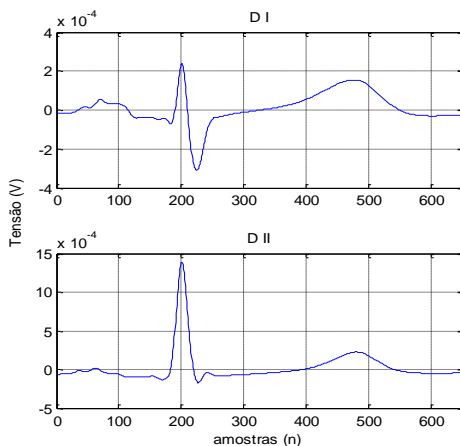


Figura 83 - Resultado da promediação dos sinais. Acima derivação V1, abaixo derivação V2.

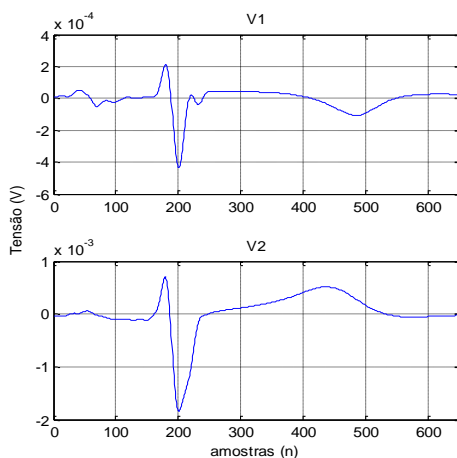


Figura 84 - Resultado da promediação dos sinais. Acima derivação V3, abaixo derivação V4.

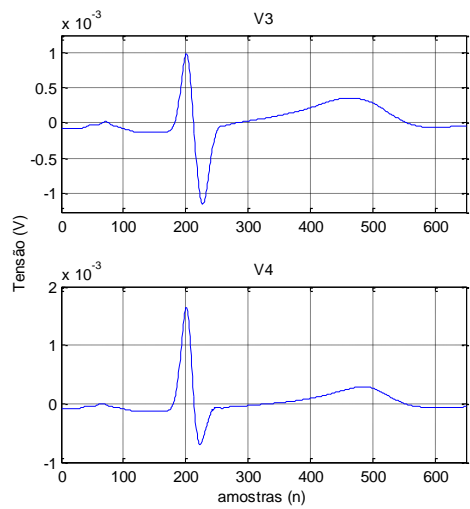
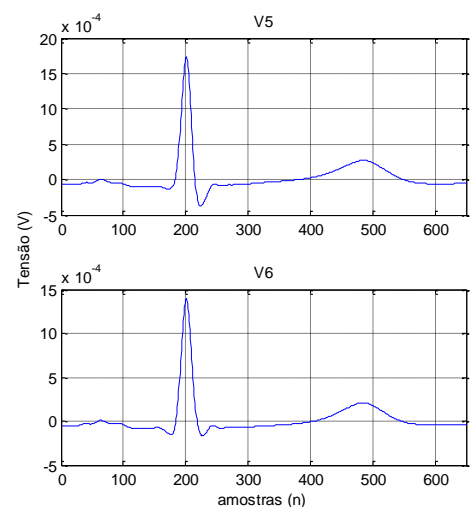


Figura 85 - Resultado da promediação dos sinais. Acima derivação V5, abaixo derivação V6.



4.3.4 Decomposição em Componentes Principais

Após a promediação os sinais são decompostos em suas componentes principais (w1 à w8), utilizando a decomposição por valores singulares. Como resultado tem-se as oito componentes principais, as quais estão ilustradas na Figura 86 e Figura 87.

Figura 86 - Quatro primeiras componentes principais (w1 à w4) dos sinais de ECG promediados.

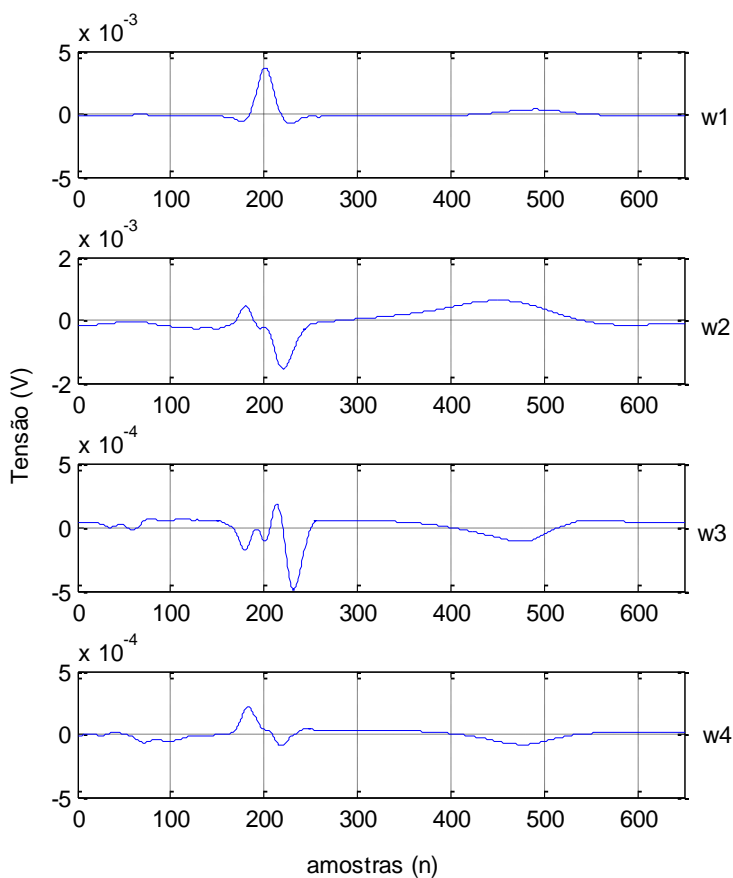
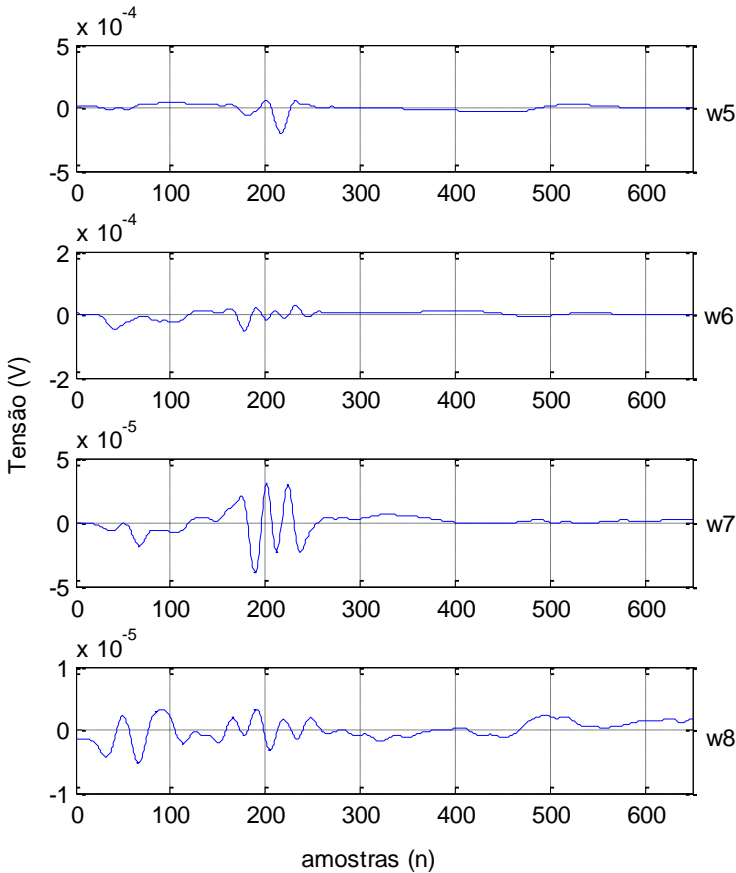
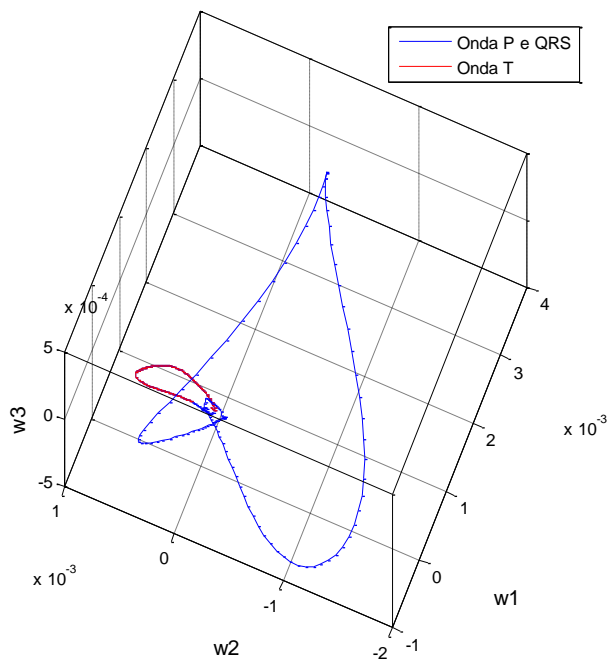


Figura 87 - Quatro ultimas componentes principais (w5 à w8) do sinais de ECG promediados.



Como as três primeiras componentes principais (denotadas por w1, w2 e w3) contêm a maior parte da variância dos sinais, elas são utilizadas para realizar as demais análises. Plotando as três primeiras componentes em um gráfico tridimensional, uma vez que estas componentes são ortogonais entre si, obtêm-se o gráfico ilustrado na Figura 88.

Figura 88 - Loop espacial das componentes w_1 , w_2 e w_3 de um sinal de ECG . Em azul está representado o comportamento espacial da onda P e do complexo QRS. Em vermelho está representado o comportamento do *loop* correspondente a onda T.



Já a Figura 89 e a Figura 90 ilustram o loop referente ao comportamento das componentes principais, porém com vista de dois planos diferentes.

Figura 89 - Loop das componentes principais no plano $w_2 \times w_3$. Em vermelho a demarcação do loop referente à onda T. Em azul está representado o comportamento no plano $w_2 \times w_3$ da onda P e do complexo QRS. Em vermelho está representado o comportamento do *loop* correspondente a onda T.

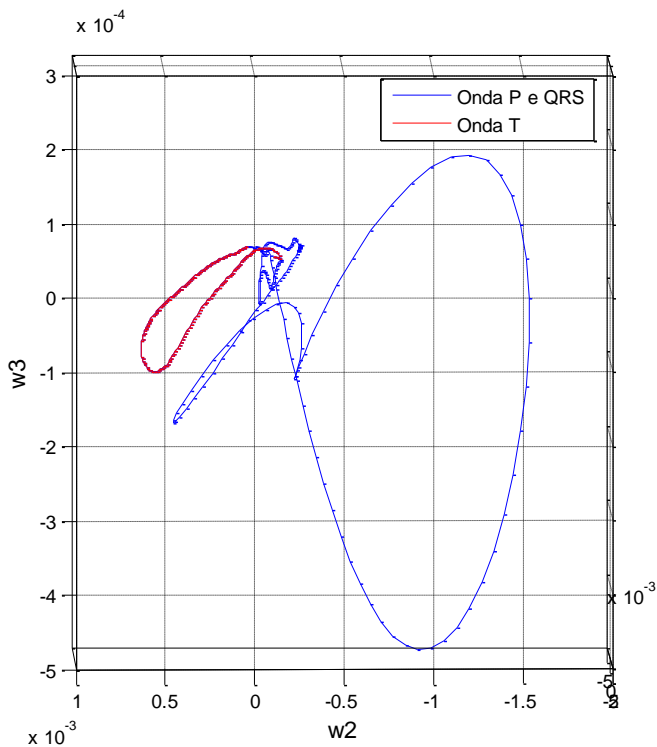
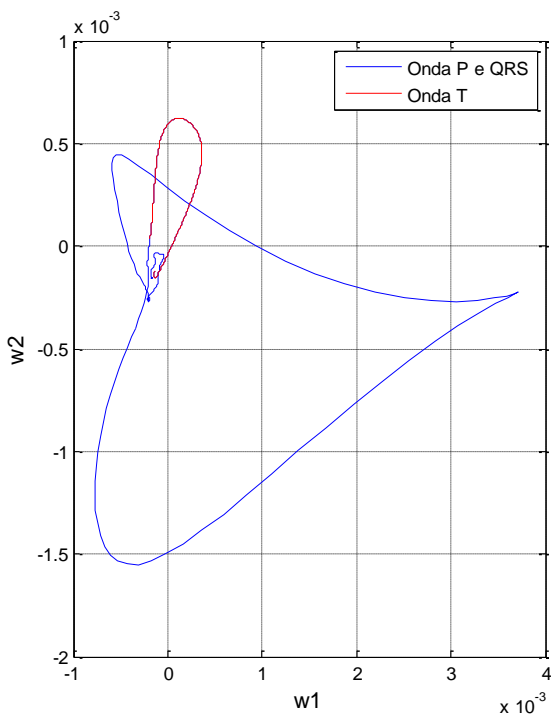
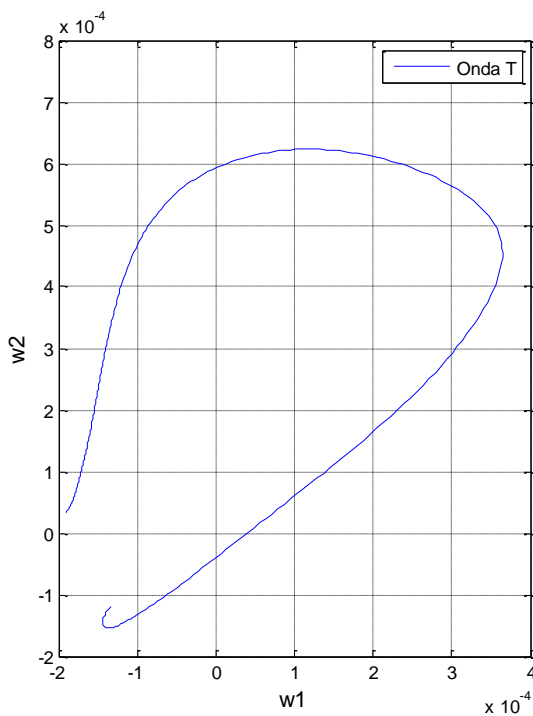


Figura 90 - Loop das componentes principais no plano $w_1 \times w_2$. Em vermelho a demarcação do loop referente à onda T. Em azul está representado o comportamento no plano $w_1 \times w_2$ da onda P e do complexo QRS. Em vermelho está representado o comportamento do *loop* correspondente a onda T.



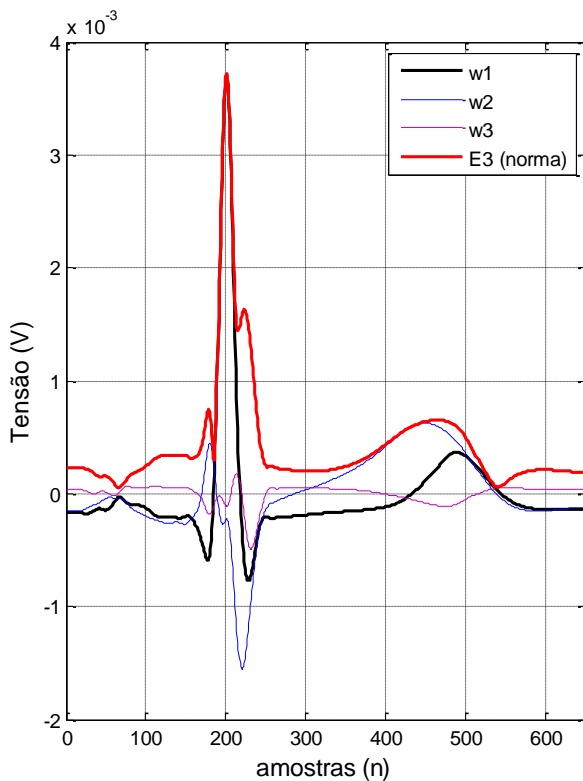
Se separarmos apenas a parte referente à onda T obtêm-se o gráfico ilustrado na Figura 91. O parâmetro de arredondamento (RP) apresentado na seção 2.4.3.1, tem por objetivo estimar o arredondamento da onda T ilustrada na Figura 91.

Figura 91 – Loop da onda T das componentes principais, plotado no plano w_1 x w_2 . O parâmetro RP estima o arredondamento deste segmento.



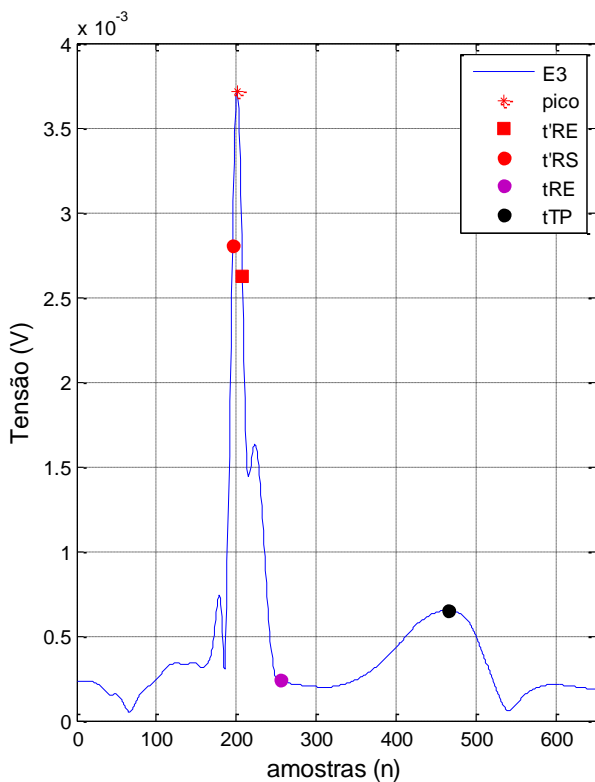
Em seguida, os passos descritos na seção 2.4.3.2 são realizados a fim de se obter o parâmetro TCRT. O resultado do cálculo da norma das três primeiras componentes principais está ilustrado na Figura 92.

Figura 92 – Três primeiras componentes principais e a norma calculada. Componentes w1 em preto, w2 em azul e w3 em roxo, e a norma calculada em traço vermelho.



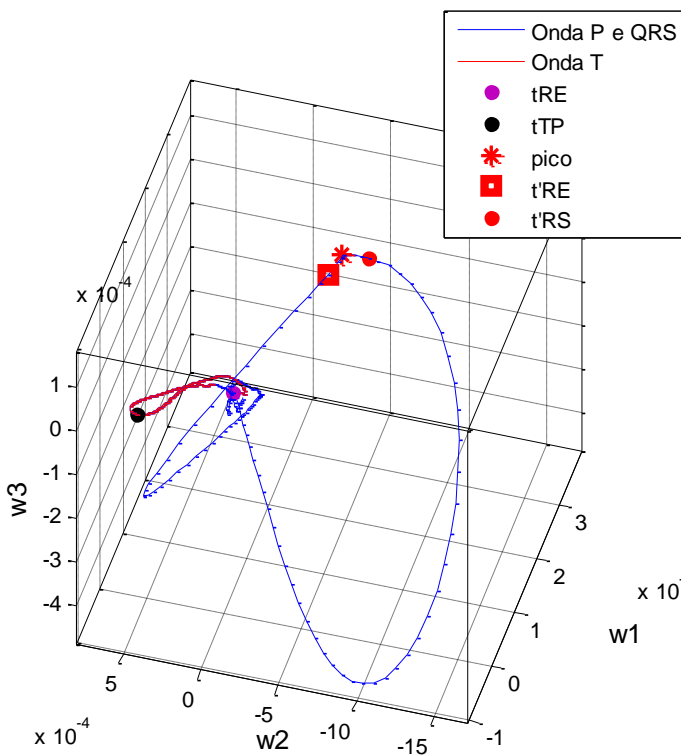
Em seguida são identificados os pontos t'_{RS} , t'_{RE} , t_{RE} e t_{TP} da forma como foi descrito na seção 2.4.3.2. A Figura 93 ilustra a marcação dos pontos descritos anteriormente.

Figura 93 – Após o cálculo da norma é realizada a demarcação dos pontos para o cálculo do parâmetro TCRT.



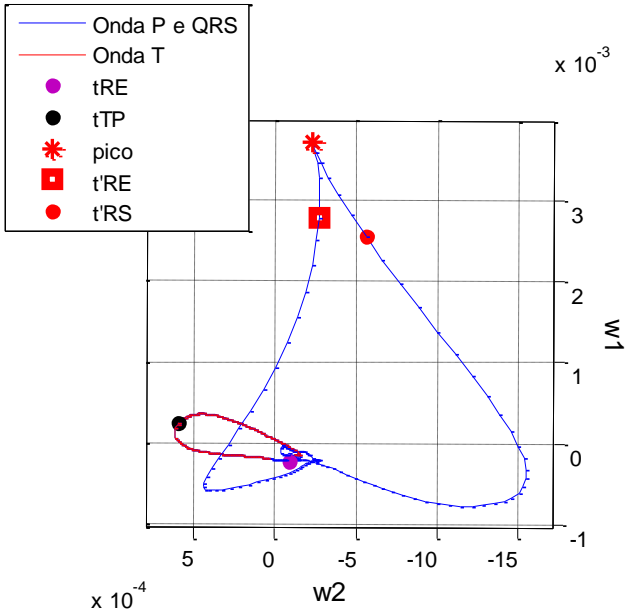
Em seguida os pontos identificados na Figura anterior são localizados espacialmente, conforme ilustra a Figura 94.

Figura 94 – Em azul está representado o comportamento espacial da onda P e do complexo QRS. Em vermelho está representado o comportamento do *loop* correspondente a onda T. Os pontos tRE, tTP, t'RE, t'RS e o pico do complexo QRS também estão ilustrados no gráfico, demonstrando a localização espacial destes pontos.



Quando se observa a figura anterior apenas em relação ao plano $w_2 \times w_1$, obtêm-se o gráfico ilustrado na Figura 95.

Figura 95 – Em azul está representado o comportamento no plano da onda P e do complexo QRS. Em vermelho está representado o comportamento do *loop* correspondente a onda T. Os pontos tRE, tTP, t'RE, t'RS e o pico do complexo QRS também estão ilustrados no gráfico, demonstrando a localização no plano $w_2 \times w_1$ destes pontos.



4.4 TESTES REALIZADOS

4.4.1 Teste de Isolamento Elétrico

Foi realizado o teste de isolamento elétrico na entrada do cabo do paciente. Este teste consiste em se detectar fugas de corrente entre os eletrodos conectados no equipamento, injetando tensão entre os mesmos e também entre cada entrada e o negativo comum a todos. A Figura 96 ilustra o relatório do ensaio e os resultados obtidos.

Figura 96 - Relatório gerado pelo equipamento de teste de segurança elétrica. Todas as conexões apresentaram corrente de fuga de $3,8 \mu\text{A}$, o que categoriza o equipamento como Classe II do Tipo B.

```

Norm Pol,Earth,L2
LL-ALL          3.8 [ 10]
Class II  Type B
PATIENT AUX CURRENT [uA]

Norm Pol,Earth,L2
LA-ALL          3.8 [ 10]
Class II  Type B
PATIENT AUX CURRENT [uA]

Norm Pol,Earth,L2
LL-ALL          3.8 [ 10]
Class II  Type B
PATIENT AUX CURRENT [uA]

Norm Pol,Earth,L2
U1-U6-ALL       3.8 [ 10]
Class II  Type B
PATIENT AUX CURRENT [uA]
  
```

Em uma escala de 0 a 10 μA , o equipamento obteve um desempenho de 3,8 μA de fuga, o que se mostrou bem satisfatório para a sua proposta de aplicação. Como pode-se observar o equipamento de testes caracterizou o sistema como Tipo B e Classe II. A indicação de Tipo B pontua o sistema como um equipamento que proporciona um grau de proteção especial contra choque elétrico, particularmente quanto à: corrente de fuga admissível e confiabilidade da conexão de aterramento para proteção. (ABNT, 1994)

Já a Classe II diz que se trata de um equipamento no qual a proteção contra choque elétrico não se fundamenta apenas na isolação básica, mas incorpora ainda precauções de segurança adicionais, como isolação dupla ou isolação reforçada, não comportando recursos de aterramento para proteção, nem dependendo de condições de instalação. (ABNT, 1994)

4.4.2 Resultados do Estudo Piloto

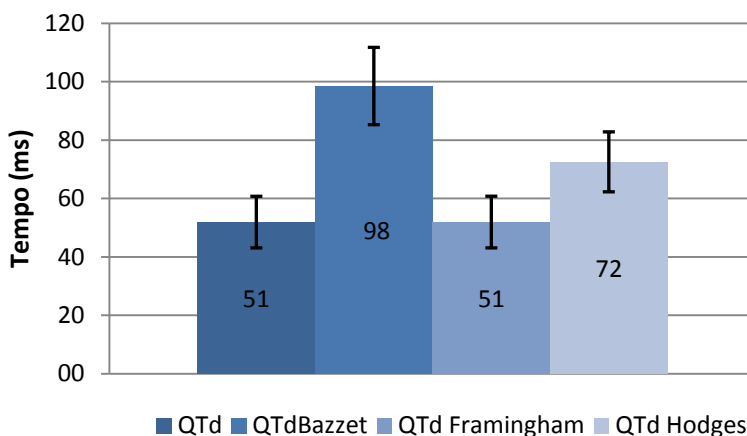
Os resultados obtidos com a análise dos sinais do grupo de voluntários saudáveis estão apresentados na Tabela 10. Dos sinais de 10 voluntários coletados apenas 1 foi excluído da análise, devido ao aparecimento de ondas T bifásicas, isto impediu que os intervalos QT fossem computados e por isso esta amostra foi retirada.

Tabela 10 - Resultados do estudo piloto utilizando um grupo de 9 voluntários saudáveis.

Parâmetro	Média	Desvio Padrão (\pm)
Idade (anos)	30	11
QTd (ms)	51,9	8,8
QTdB (ms)	98,5	13,2
QTdF (ms)	51,9	8,8
QTdH (ms)	72,5	10,2
RR (ms)	916,9	136,9
HR (bpm)	67	12
RP	0,5589	0,181
TWR (%)	0,4405	0,2167
TCRT	0,3726	0,2162
TCRT ($^{\circ}$)	67,3	14,4

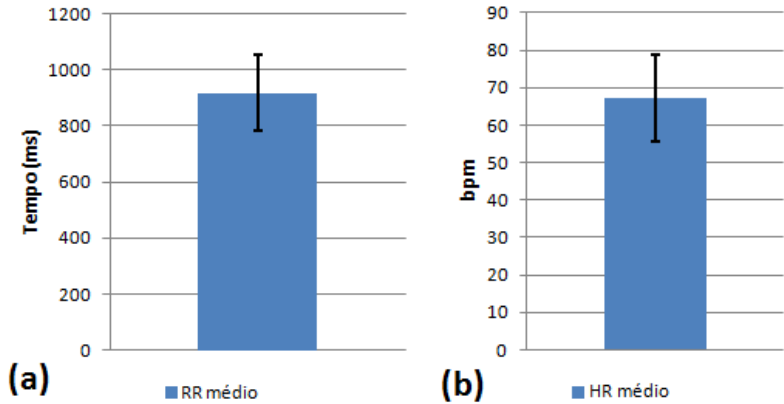
Os gráficos apresentados na Figura 97, ilustram um comparativo entre a média e o desvio padrão dos parâmetros referentes a dispersão dos intervalos QT (QTd – dispersão do intervalo QT; QTdB – dispersão do intervalo QT corrigido pela formula de *Bazzet*; QTdF – dispersão do intervalo QT corrigido pela formula de *Framingham*; QTdH – dispersão do intervalo QT corrigido pela formula de *Hodges*).

Figura 97 - Média e o desvio padrão dos parâmetros referentes a dispersão dos intervalos QT (QTd – dispersão do intervalo QT; QTdB – dispersão do intervalo QT corrigido pela formula de *Bazzet*; QTdF – dispersão do intervalo QT corrigido pela formula de *Framingham*; QTdH – dispersão do intervalo QT corrigido pela formula de *Hodges*).



Os gráficos apresentados na Figura 98 ilustram a média e o desvio padrão dos intervalos RR e do HR médio.

Figura 98 – (a) Intervalo RR médio e desvio padrão do grupo de voluntários analisados. (b) HR médio e desvio padrão do grupo de voluntários analisados.



A Figura 99 e a Figura 100 apresentam os gráficos dos parâmetros RP, TWR e TCRT calculados a partir das informações contidas nas componentes principais dos sinais coletados.

Figura 99 - (a) Média e desvio padrão do parâmetro TCRT calculado a partir dos dados coletados no grupo de voluntários. (b) Média e desvio padrão do parâmetro TCRT convertido para graus (°).

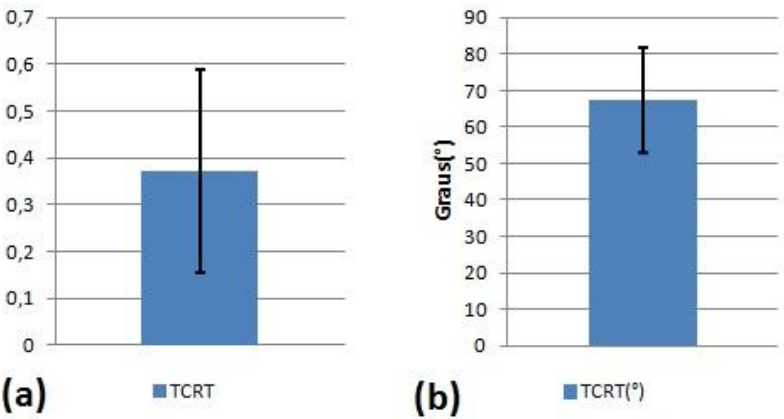
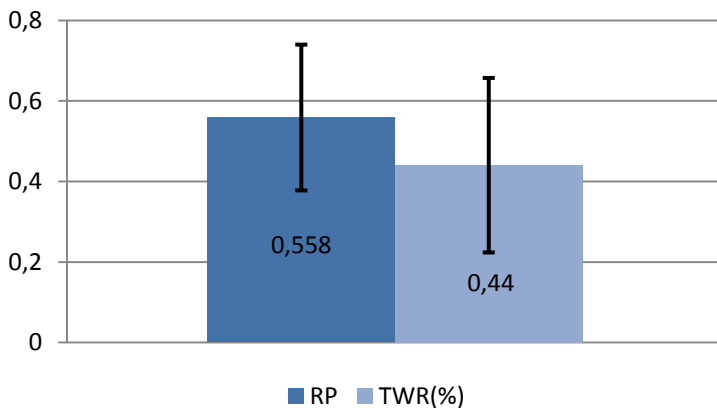
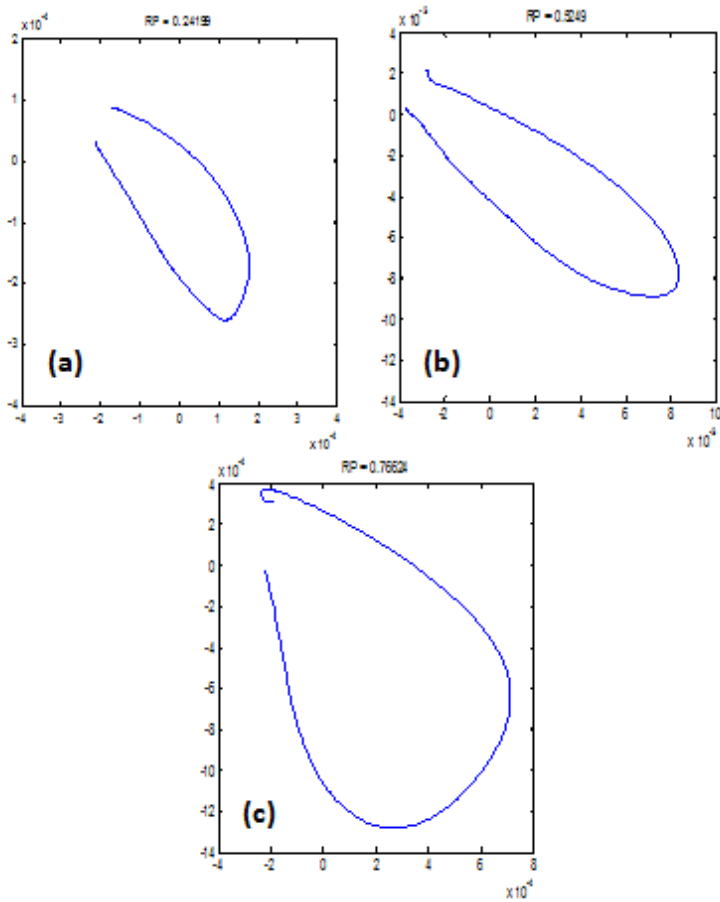


Figura 100 - Média e desvio padrão dos parâmetros RP e TWR calculados a partir das componentes principais dos sinais coletados do grupo de voluntários saudáveis.



Os gráficos apresentados na Figura 101 têm por objetivo ilustrar a relação do parâmetro RP com ao segmento característico correspondente a onda T nas componentes principais. Pode-se observar que quanto maior o valor de RP mais arredondando é o gráfico apresentado.

Figura 101 - Comparação do RP. (a) $RP = 0,24$; (b) $RP = 0,52$; (c) $RP = 0,76$.



Na Tabela 11 estão apresentados, para simples comparação entre resultados, os valores obtidos por outros autores e os encontrados no estudo piloto deste trabalho.

Tabela 11 - Comparação dos resultados obtidos no estudo piloto com trabalhos realizados anteriormente.

Autor e ano	<i>Parâmetros para Comparação</i>				
	QTd (ms)	RP	TWR (%)	TCRT	TCRT (°)
Este estudo	51(±8)	0,55(±0,18)	0,44(±0,21)	0,37(±0,21)	67(±14)
(BADILINI <i>et al.</i> , 1997)		0,24(±0,13)			
(PRIORI <i>et al.</i> , 1997)	35(±9)				
(LEE <i>et al.</i> , 1998)	41(±18)				
(ACAR, <i>et al.</i> , 1999)				0,52(±0,29)	
(KORS <i>et al.</i> , 1999)	54(±27)				
(MALIK <i>et al.</i> , 2000)	33(±18)				
(ZABEL <i>et al.</i> , 2002)			0,33(±0,57)	-0,11(±0,65)	
(ARINI <i>et al.</i> , 2008)					137(±65)

Os valores estão expressos como média e desvio padrão (media(±SD)).

5 DISCUSSÃO, CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

O presente trabalho teve traçado como objetivos específicos o desenvolvimento e construção de um sistema de aquisição de sinais eletrocardiográficos no padrão de 12 canais. Para alcançar este objetivo o sistema de aquisição foi dividido em duas partes: *Hardware* e *Software* de aquisição.

Os resultados apresentados demonstram que o protótipo do equipamento (*hardware*) funciona corretamente e que o *software* desenvolvido pode ser facilmente executado em um computador pessoal. O circuito integrado ADS1298 mostrou-se muito eficaz e extremamente útil, isto porque reúne em um *chip* de dimensões mínimas praticamente toda a rede complexa de circuitos eletrônicos necessários para aquisição de sinais de ECG no padrão de 12 canais. Esta rede engloba diversos circuitos adicionais, e.g., detecção de eletrodos desconectados, circuito de perna direita, terminal central de Wilson e amplificadores de ganho programável, todos configuráveis.

Este fato permitiu que um protótipo de dimensões reduzidas fosse construído, no qual já estão presentes todos os circuitos necessários para o funcionamento do sistema, incluindo a fonte de alimentação, o microcontrolador e o barramento de comunicação USB. Estas características tornaram este equipamento extremamente portátil, particularidade que permite que o mesmo seja transportado a qualquer lugar. Isto, por sua vez, pode permitir que sinais de ECG no padrão de 12 derivações e de boa qualidade sejam adquiridos até mesmo em lugares de difícil acesso.

Além disto, o ensaio de segurança elétrica realizado no LAT-IEB/UFSC garante que o protótipo construído se trata de um equipamento seguro para o usuário e principalmente para o paciente envolvido, uma vez que o mesmo possui adequação com a norma NBR IEC 60601, a qual regulamenta as questões de segurança de equipamentos eletromédicos.

Ainda, é importante ressaltar que a principal vantagem deste equipamento em relação aos equipamentos comerciais é a sua alta resolução de conversão A/D, uma vez que o *front end* ADS1298 possui 8 conversores simultâneos de 24 bits os quais proporcionam uma resolução de 286nV; cabe ressaltar que equipamentos comerciais portáteis possuem, em geral, resolução A/D na faixa de 1μV à 5μV. Somado a isto o dispositivo trabalha com frequências de amostragem

programáveis de 250 e 500 Hz, compatíveis aos valores disponíveis na maioria dos equipamentos comerciais.

É importante se dizer que o ADS1298 tem capacidade de realizar aquisição de sinais a altíssimas frequências de amostragem (pode chegar a 32kSPS por canal). Porém, nesta implementação não foi possível atingir taxas de amostragem mais elevadas porque o módulo de comunicação USB escolhido trabalha com um protocolo de comunicação USB que afeta a velocidade de comunicação. O CI FT245 trabalha com o protocolo *bulk*, este protocolo é muito seguro no que diz respeito à confiabilidade no envio dos dados, por outro lado a velocidade de transmissão fica comprometida devido ao envio de muitas informações de protocolo juntamente com os demais dados. Este problema afetou diretamente a taxa de aquisição dos dados, restringindo o sistema a realizar aquisições a 250 e 500 Hz. Entretanto, isto pode ser resolvido usando outra topologia de envio dos dados para o computador. Ao invés de se utilizar um CI conversor USB poderia ser empregado um microcontrolador com protocolo USB interno e desta forma os dados poderiam ser enviados com maior taxa de transmissão de dados. Outra solução seria utilizar dois microcontroladores, um dedicado a leitura e armazenamento dos dados provenientes do ADS1298 e outro responsável apenas pelo envio dos pacotes ao computador, não comprometendo assim a capacidade de aquisição do sistema.

Analisando o *software* de aquisição elaborado percebe-se que o mesmo cumpre o objetivo traçado de receber e armazenar os dados enviados via USB, e ainda é capaz de plotar 6 derivações simultaneamente na tela em tempo real. Uma consideração importante é o fato de que os dados que são adquiridos pelo sistema possuem um formato de saída padrão (*.dat), o qual pode ser facilmente utilizado e manipulado por qualquer sistema de análise. Desta forma, o sistema não restringe o uso dos dados coletados pelo sistema de aquisição aos algoritmos de análise desenvolvidos neste trabalho.

Algumas considerações sobre a etapa de processamento dos sinais podem ser feitas. O algoritmo de detecção de linha de base se mostrou bastante eficiente e imune ao ruído presente nos sinais, o mesmo conseguiu realizar a detecção em todos os canais sem problemas. Já os algoritmos de detecção dos complexos QRS e ondas T demonstraram um desempenho razoável uma vez que existem problemas de detecção nas derivações que possuem complexos QRS invertidos e ondas T invertidas ou bifásicas, fato que geralmente ocorre nas derivações V1 e V2.

Existe ainda o problema da demarcação do ponto do final da onda T (T_{END}), que não é um problema exclusivo dos algoritmos utilizados neste trabalho, uma vez que nem mesmo os especialistas chegam a um consenso geral sobre a demarcação deste ponto, e o mesmo pode sofrer variações quando existe o aparecimento da onda U no sinal de ECG por exemplo. Fato é que estes erros acarretam problemas nas demais análises realizadas. Na análise da dispersão dos intervalos QT, por exemplo, é importante que o fim da onda T seja demarcado corretamente para que o valor desta medida seja válido. Em alguns casos, foi constatado que metade dos intervalos eram descartados da análise, isso devido a possíveis erros de demarcação nestes pontos.

A decomposição dos sinais em suas componentes principais se mostrou muito útil, isso porque é capaz de reduzir a dimensionalidade do problema e ainda assim quase nenhuma informação é perdida. Pode-se verificar que as três primeiras componentes possuem, seguramente, mais de 98% da variância do sinal original, sendo que a informação contida nas demais componentes, geralmente, dizem respeito a ruídos que possam estar contidos no sinal. A partir desta decomposição é possível então realizar as medidas dos parâmetros TWR (*T-wave Residuum*) e TCRT (*Total-Cosine-R to T*). Ainda é importante salientar que nenhum destes descritores (TWR e TCRT) requer medidas acuradas de intervalos no domínio do tempo, isso faz com que estes parâmetros possam ser reproduzidos com mais facilidade que as medidas dos intervalos QT.

Os resultados obtidos a partir do processamento dos dados coletados dos voluntários sadios foram comparados com valores referidos em trabalhos anteriores e demonstrados na Tabela 11. Desta forma, foi possível perceber que os resultados encontrados nesta avaliação aproximaram-se dos valores já citados por outros autores. Os valores encontrados para QTd foram muito próximos aos valores citados por LEE, KLIGFIELD e DOWER (1998) e por KORS, HERPEN e BEMMEL (1999), os quais também utilizaram voluntários saudáveis em suas avaliações.

Foi possível comparar também os resultados dos parâmetros encontrados baseados na decomposição e análise dos sinais em suas componentes principais. O valor médio do parâmetro RP alcançou valores próximos aos encontrados por BADILINI *et al.* (1997). Já o TWR encontrado se aproximou dos valores obtidos por ZABEL *et al.* (2002). O parâmetro TCRT também se encontrou em uma faixa parecida com a dos resultados alcançados por ACAR *et al.* (1999) e por ZABEL *et al.* (2002). Por fim o parâmetro TCRT ($^{\circ}$), medido em graus, alcançou

resultados que se localizam na mesma faixa dos resultados descritos por ARINI *et al.* (2008).

A estimação da dispersão dos intervalos QT (QTd) é simples de ser realizada e de acordo com ARINI e LACIAR (2009) pode constituir um marcador não invasivo de risco de desenvolvimento de arritmias ventriculares. Para isso é necessário que a detecção do fim da onda T seja feita de forma correta e precisa. Contudo, alguns estudos sugerem que os parâmetros TWR e TCRT expressam melhor a dispersão da repolarização ventricular do que o QTd, porém estes descritores ainda necessitam de uma maior avaliação (ARINI e LACIAR, 2009; ACAR *et al.*, 1999).

5.1 CONCLUSÃO

Analisando os resultados obtidos neste trabalho pode-se concluir que o sistema de aquisição, o qual engloba o *hardware* do equipamento, o *software* de interface com o usuário e a análise de dados, cumpre o papel proposto inicialmente. O mesmo possui dimensões e peso reduzidos, e como as questões de segurança foram observadas desde o início do projeto, foi elaborado um equipamento seguro tanto para o paciente quanto para o usuário do sistema. Além disto, os sinais adquiridos possuem ótima qualidade e podem ser facilmente manipulados por qualquer tipo de algoritmo de análise, seja ele desenvolvido no ambiente Matlab, ou em outra linguagem de programação.

Por se tratar de um equipamento portátil, o mesmo permite que uma gama maior de sinais sejam registrados e analisados, até mesmo em lugares de difícil acesso e utilização. Pode-se ressaltar que foi desenvolvido um sistema de aquisição que serve como uma ferramenta de apoio à pesquisa, uma vez que o sistema possibilita e viabiliza a aquisição e a construção de uma base de sinais de ECG, nos mesmos padrões utilizados em todo o mundo.

Ainda, a metodologia proposta de processamento dos sinais adquiridos possibilita uma análise mais profunda das alterações eletrocardiográficas decorrentes de problemas relacionados à repolarização cardíaca. A análise dos intervalos QT e da dispersão QT podem trazer informações importantes sobre o risco de desenvolvimento de arritmias ventriculares, porém a dificuldade em demarcar o ponto final da onda T pode colocar em dúvida seus resultados. Por outro lado, os parâmetros TWR e TCRT não são tão dependentes de medidas temporais mais acuradas, e também expressam melhor a dispersão da repolarização ventricular do que a dispersão QT.

Como pode-se observar, todos os valores dos parâmetros calculados na análise do estudo piloto, demonstraram estar situados dentro da faixa de variação média destes mesmos parâmetros quando comparados com trabalhos já realizados. Porém, como o número de voluntários utilizados nesta avaliação é relativamente pequeno, seria necessário coletar mais sinais e realizar a avaliação destes a fim de se obter uma comparação mais precisa.

Analisando os resultados obtidos para a dispersão QT é possível perceber o problema de sobrecorreção e subcorreção da equação de *Bazzer* para frequência cardíaca diferentes de 60 bpm (o HR médio

encontrado foi superior a 60 bpm). Já para as equações de correção lineares de *Hodges* e *Framingham* foi possível verificar o problema descrito por MALIK e CAMM (1997), os quais apontam que não se justifica a utilização de intervalos QT corrigidos para o cálculo da dispersão QT, uma vez que não existe diferença no valor da dispersão calculada utilizando intervalos corrigidos e não corrigidos. Esta hipótese foi confirmada por ZABEL e WOLFGANG (1997) e pode ser observado claramente quando se realiza a comparação dos resultados da dispersão QT (QTd) e da dispersão QT (QTd_{Framingham}) utilizando intervalos corrigidos pela equação de *Framingham*, verifica-se que não existe diferença entre as medidas.

Pode-se concluir que apesar de ser necessário avaliar melhor os parâmetros TWR e TCRT, estes tratam-se de descritores com potencial elevado para estratificação de risco de desenvolvimento de arritmias e problemas relacionados com a repolarização ventricular. Também é possível visualizar que o parâmetro RP consegue expressar efetivamente, por meio de seu valor, o arredondamento da onda T. Valores elevados de RP refletem um comportamento mais arredondado da onda T no espaço, e em geral os valores de RP se elevam quando a repolarização ventricular apresenta quadros de maior heterogeneidade.

Contudo a análise mais tradicional dos intervalos QT não está descartada, pois também traz informações sobre o desenvolvimento de cardioarritmias, ou seja, não se tratam de descritores mutuamente excludentes, mas de parâmetros que juntos podem fornecer informações, de forma não invasiva e baseados nos sinais do ECG, de maneira quantitativa e qualitativa sobre o comportamento das funções do coração.

5.2 TRABALHOS FUTUROS

Embora os principais objetivos do trabalho tenham sido alcançados, há melhorias que podem ser feitas no sistema para torná-lo mais robusto e confiável. Então, como sugestão para uma continuação deste trabalho sugere-se que:

- Sejam integradas ao *software* de interface as análises desenvolvidas. Assim estes algoritmos poderiam ser executados automaticamente após a aquisição dos sinais;
- Sendo possível realizar esta integração, seria interessante gerar relatórios ao final da aquisição onde estivessem presentes os resultados obtidos por meio da análise;
- Solucionar o problema da comunicação USB utilizando um microcontrolador com esta tecnologia implementada internamente, ou buscando outra solução afim de se atingir frequências de amostragem superiores à 1000 Hz;
- Desenvolver uma fonte de alimentação com perdas menores com intuito de diminuir o consumo de energia;
- Outra sugestão seria a migração para uma tecnologia sem fio da comunicação entre o *hardware* e o computador. A comunicação USB poderia ser substituída por um protocolo de comunicação *Bluetooth*, para comunicação em distâncias reduzidas ou até mesmo um protocolo *Wi-Fi*;
- Implementar um banco de dados com sinais adquiridos com o sistema, afim de disponibilizar material para validação e testes de novos algoritmos e metodologias.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS

ABNT. **NBR IEC 601-1 Equipamento eletromédico – Prescrições Gerais para Segurança**. Rio de Janeiro. 1994.

ACAR, B., YI, G., HNATKOVA, K., MALIK, M. **Spatial, Temporal and Wavefront direction characteristics of 12-lead T-wave morphology**. Medical & Biological Engineering & Computing, n. 37, p. 574-584, 1 June 1999.

AHNVE, S. **Correction of the QT interval for heart rate: review of different formulas and the use of Bazett's formula in myocardial infarction**. Am. Heart J, v. 109, p. 568-574, 1985.

AKAY, M. **Detection and Estimation Methods for Biomedical Signals**. [S.l.]: Academic Press, 1996.

ARINI, P. D., BERTRÁN, G.C., VALVERDE, E.R., LAGUNA, P. **T-wave width as an index for quantification of ventricular repolarization dispersion: Evaluation in an isolated rabbit heart model**. Biomedical Signal Processing and Control, v. 3, p. 67-77, 2008.

ARINI, P. D., LACIAR, E. **Quantification of cardiac ventricular repolarization and its spatial dispersion through the surface electrocardiogram**. Revista Argentina de Cardiología, v. 77, n. 1, p. 47-55, January-February 2009.

BADILINI, F., FAYN, J., MAISON-BLANCHE, P., LEENHARDT, A., FORLINI, M.C., DENJOY, I., COUMEL, P., RUBEL, P. **Quantitative Aspects of Ventricular Repolarization: Relationship Between Three-Dimensional T-wave Loop Morphology and Scalar QT Dispersion**. Annals Of Noninvasive Electrocardiology, v. 2, n. 2, p. 146-157, 1997.

BRASIL. Ministério da Saúde. **Plano de Reorganização da Atenção à Hipertensão arterial e ao Diabetes mellitus**. Ministério da Saúde. Brasília. 2002. Disponível em: http://bvsm.s.saude.gov.br/bvs/publicacoes/reorganizacao_campanha.pdf. Acessado em 10 de Maio de 2012.

BRUNO, A. C., MORELI, E. C., OLIVEIRA, J. P. L., MARQUES, D. S. P., PORTO, G. S. **Manual de Utilização da Norma IEC 6060**. Programa de Desenvolvimento do Arranjo Produtivo Local Médico, Hospitalar e Odontológico do Município de Ribeirão Preto e Região - Convenio CNPq. Ribeirão Preto, p. 37. 2010.

BURNS, E. **Life in the fastlane**. ECG Library, 2012. Disponível em: <http://lifeinthefastlane.com/ecg-library/>. Acesso em: Maio 2012.

CASTELLS, F., LAGUNA, P., SÖRNMO, L., BOLLMANN, A., ROIG, J.M. **Principal componet analysis in ECG signal processing**. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2007, p. 1-21, November 2007.

CHRISTENSEN, T. F., TARNOW, L., RANDLOV, J., KRISTENSEN, L.E., STRUIJK, J.J., ELDRUP, E., HEJLESEN, O.K. **QT Interval Prolongation During Spontaneous Episodes of Hypoglycaemia in Type 1 Diabetes: The Impact of Heart Rate Correction**. Diabetologia, v. 53, p. 2036-2041, May 2010.

CLIFFORD, G. D., AZUAJE, F., MCSHARRY, P. E. **Advanced Methods and Tools for ECG data Analysis**. Boston: Artech House, Inc., 2006.

CONRATH, C. E., OPTHOF, T. **Ventricular Repolarization: an overview of (patho)physiology, sympathetic effects and genetic aspects**. Prog Biopys Mol Biol, v. 92, p. 269-307, 2006.

DAVEY, P., BATEMAN, J. **Heart rate and catecholamine contribution to QT interval shortening on exercise**. Clin. Cardiol, v. 22, n. 8, p. 513-518, 1999.

DAY, C. P., MCCOMB, J. M., CAMPBELL, R. W. F. **QT dispersion: an indication of arrhythmia risk in patients with long QT intervals**. Br Heart J, v. 63, p. 342-344, 1990.

ESCABI, M. A. Biosignal Processing. In: ENDERLE, J. D.; ET. AL., **Introduction to Biomedical Engineering**. 2. ed. Burlington, MA: Elsevier Academic Press, 2005. p. 549-625.

EXTRAMIANA, F., HAGGAI, A., MAISON-BLACNHE, P., DUBOIS, R., TAKATSUKI, S., BEAUFILS, P., LEENHARDT, A. **T-wave morphology parameters based on principal component analysis reproducibility and dependence on T-offset position**. Annals of Noninvasive Electrocardiology, v. 4, n. 12, p. 354-363, October 2007.

EXTRAMIANA, F., DUBOIS, R., VAGLIO, M., ROUSSEL, P., DREYFUS, G., BADILINI, F., LEENHARDT, A., MAISON-BLANCHE, P. **The Time Course of New T-wave ECG Descriptors Following Single and Double-Dose Administration of Sotalol in Healthy Subjects**. Annals of Noninvasive Electrocardiology, v. 15, n. 1, p. 26-35, January 2010.

GOLDENBER, I., MOSS, A. J., ZAREBA, W. **QT Interval: How to Measure It and What Is “Normal”**. Journal of Cardiovascular Electrophysiology, v. 17, p. 333-336, 2006.

GUYTON, A. C., HALL, J. E. **Tratado de Fisiologia Médica**. 12. ed. Rio de Janeiro: Guanabara Koogan, 2011.

HAÏSSAGUERRE, M., Derval, N., Sacher, F., JESELI, L., DEISENHOFER, I., ROY, L., PASQUIÉ, J-L., NOGAMI, A., CLÉMENTY, J. **Sudden Cardiac Arrest Associated with Early Repolarization**. The New England journal of Medicine, v. 19, p. 2016-2023 8 May 2008..

HODGES, M., ARTHUR, A.F., GRIER ARTHUR III, L., MILLER, E. A., ELIAS, S. A. **QT Interval dispersion at rest and during exercise in normal subjects**. J.Am. Coll. Cardiol., v. 25, p. 387-388, 1995.

JOLLIFFE, I. T. **Principal Component Analysis**. 2. ed. New York: Springer-Verlag, 2002.

KARSIKAS, M., HUIKURI, H., SEPPÄNEN, T. **Improving Reliability of 'Total-Cosine-R-to-T' (TCRT) in Patients with Acute Myocardial Infarction**. Computers in Cardiology, v. 35, p. 373-376, 2008.

KHAN, M. G. **Rapid ECG interpretation**. 3. ed. Totowa: Humana Press Inc, 2008.

KORS, J. A., HERPEN, G. V., BEMMEL, J. H. V. **QT Dispersion as an Attribute of T-Loop Morphology**. Circulation: American Heart Association, n. 99, p. 1458-1463, 1999.

KUO, C. S., MUNAKAT, K., REDDY, C.P., SURAWICZ, B. **Characteristics and possible mechanism of ventricular arrhythmia dependent on the dispersion of action potential durations**. Circulation: American Heart Association, v. 67, p. 1356-1367, 1983.

LEE, K. W., KLIGFIELD, P., DOWER, G. E. **Determinants of precordial QT dispersion in normal subjects**. Journal of Electrocardiology, v. 31, p. 128-133, 1998.

MALIK, M., ACAR, B., GANG, Y., YAP, Y., HNATKOVA, K., CAMM, A. **QT Dispersion does not represent electrocardiographic interlead heterogeneity of ventricular repolarization**. J Cardiovasc. Electrophysiol., v. 11, p. 835-843, 2000.

MALIK, M.; CAMM, A. J. **Mystery of QTc interval dispersion.** Am J Cardiol, v. 79, p. 785-787, 1997.

MALMIVUO, J., PLONSEY, R. **Bioelectromagnetism: Principles and Applications of Bioelectric and Biomagnetic Fields.** New York: Oxford Univerty Press, 1995.

MARQUES, J. L. B., GEORGE, E., PEACEY, S. R., HARRIS, N. D., MCDONALD, I. A., COCHRANE, T., HELLER, S. R. **Altered ventricular repolarization during hypoglycemia in patients with diabetes.** Diabet Med, v. 14, p. 648-654, 1997.

MAXIM, I. D. Maxim Innovation Delivered. **Tutorial - Demystifying Delta-Sigma ADCs,** 2003. Disponivel em: <<http://www.maxim-ic.com/app-notes/index.mvp/id/1870>>. Acesso em: 15 Agosto 2012.

MCARDLE, W. D., KATCH, F. I., KATCH, V. L. **Fisiologia do Exercício.** 5. ed. Rio de Janeiro: Guanabara Koogan S.A., 2003.

MERRI, M., BENHORIN, J., ALBERTI, M., LOCATI, E., MOSS, A.J. **Eletrocardiographic Quantitation of Ventricular Repolarization.** Circulation: American Heart Association, v. 80, p. 1301-1308, November 1989.

OIKARINEN, L., VIITASALO, M., TOIVONEN, L. **Dispersions of the QT interval in Dispersiones postmyocardial infarction patients presenting with ventricular tachycardia or with ventricular fibrillation.** Journal of American Cardiology, v. 81, p. 694-697, 1998.

OKAMOTO, R. **Eletrocardiograma em Alta Resolução: Processamento e Análise de Sinal.** Universidade Federal de Santa Catarina. Dissertação de Mestrado. Florianópolis. 1999.

OKIN, P. M., DEVEREUX, R.B., FABSITZ, R.R., LEE, E.T., GALLOWAY, J.M., HOWARD, B. **Principal Component Analysis of the T-Wave and Prediction of Cardiovascular Mortality in American Indians: The Strong Heart Study.** Circulation: American Heart Association, v. 105, p. 714-719, 2002.

PALODETO, V. **Sistema Computacional para o processamento, a análise e a classificação do sinal eletrocardiográficos de neonatos e adultos.** Universidade Federal de Santa Catarina. Dissertação de mestrado. Florianópolis, p. 105. 2006.

PALODETO, V., MARQUES, J. L. B. **Methodology for Classification and Analysis of Neonate and Adult ECG.** IFMBE Proceedings, v. 14, p. 1214-1217, 2007.

PRIORI, S. G., MORTARA, D.W., NAPOLITANO, C., DIEHL, L., PAGANINI, V., CANTÙ, F., CANTÙ, G., SCHWARTZ, P.J. **Evaluation of the Spatial Aspects of T-Wave Complexity in the Long-QT Syndrome.** Circulation: American Heart Association, v. 96, p. 3006-3012, 1997.

PUEYO, E., MARTÍNEZ, J. P., LAGUNA, P. **Cardiac repolarization analysis using the surface electrocardiogram.** Philosophical Transactions of The Royal Society A, v. 367, p. 213-233, October 2008.

ROBINSON, R. T. C. E., HARRIS, N D., IRELAND, R H., LEE, S., NEWMAN, C., HELLER, S R. **Mechanisms of Abnormal Cardiac Repolarization During Insulin-Induced Hypoglycemia.** Diabetes, v. 52, p. 1469-1474, 2003.

RUBULIS, A. **T-vector and T-loop morphology analysis of ventricular repolarization in ischemic heart disease.** Karolinska University Hospital. Stockholm, p. 53. 2007.

SAGIE, A., LARSON, M.G., GOLDBERG, R.J., BENGTSON, J.R., LEVY, D. **An Improved Method for Adjusting the QT Interval for Heart Rate (the Framingham Heart Study).** Am J Cardiology, v. 70, p. 797-801, 1992.

SAHAMBI, J. S., TANDON, S. N., BHATT, R. K. P. **Using Wavelet Transforms for ECG Characterization.** IEEE Engineering in Medicine and Biology, v. 16, n. 1, p. 77-83, January 1997.

SAMENI, R. **Open Source ECG Toolbox, version 1.0.** Sharif University of Technology, Tehran, Iran -- LIS-INPG, Grenoble, France. [S.l.]. 2006.

SEED, W. A., NOBLE, M.I.M., OLDERSHAW, P., WANLESS, R.B., DRAKE-HOLLAND, A.J., REDWOOD, D., PUGH, S., MILLS, C. **Relation of human cardiac action potential duration to the interval between beats: implications for the validity of rate corrected QT interval (QTc).** Br Heart J, v. 57, p. 32-37, 1987.

SHERIDAN, P. J., MARQUES, J.L.B., NEWMAN, C.M.H., HELLER, S.R., CLAYTON, R.H. **Rate-dependent measures of repolarization predict inducibility of ventricular arrhythmias.** EUROPACE, 2010. 1-8.

SURAWICZ, B. **Electrophysiologic basis of ECG and cardiac arrhythmias.** Baltimore: Williams & Wilkins, 1995.

VERRIER, R. L., NEARING, B. D., KWAKU, F. **Noninvasive sudden death risk stratification by ambulatory ECG-based T-wave alternans analysis: Evidence and Methodological guidelines.** Annals of Noninvasive Electrocardiology, v. 10, n. 1, p. 110-120, January 2005.

ZABEL, M., ACAR, B., KLINGENHEBEN, T., FRANZ, M.R., HOHNLOSER, S.H., MALIK, M. **Analysis of 12-lead T-wave Morphology for Risk Stratification After Myocardial Infarction.** Circulation: American Heart Association, v. 102, p. 1252-1257, 2000.


ZABEL, M., MALIK, M., HNATKOVA, K., PAPDEMETRIOU, M.D., PITTARAS, A., FLETCHER, R.D., FRANZ, M.R. **Analysis of T-Wave Morphology From the 12-Lead Electrocardiogram for Prediction of Long-Term Prognosis in Male US Veterans.** Circulation: American Heart Association, v. 105, p. 1066-1070, 2002.

ZABEL, M., WOLFGANG, J. **Rate dependence of the QT interval and of QT dispersion: comparison of atrial pacing and exercise testing.** Circulation: American Heart Association, v. 36, p. I-325, 1997.

ZHENG, Z.-J., CROFT, J.B., GILES, W.H., MENSAH, G.A. **Sudden Cardiac Death in the United States, 1989 to 1998.** Circulation: American Heart Association, Dallas, v. 104, p. 2158-2163, 20 August 2001.

ZIPES, D. P.; WELLENS, H. J. J. **Sudden Cardiac Death.** Circulation: American Heart Association, Dallas, v. 98, p. 2334-2351, 1998.

ANEXO A – (CERTIFICADO COMITÊ ÉTICA)



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
Pró-Reitoria de Pesquisa e Extensão
Comitê de Ética em Pesquisa com Seres Humanos

CERTIFICADO Nº 2405

O Comitê de Ética em Pesquisa com Seres Humanos (CEPSH) da Pró-Reitoria de Pesquisa e Extensão da Universidade Federal de Santa Catarina, instituído pela PORTARIA N.º 0584 GR 99 de 04 de novembro de 1999, com base nas normas para a constituição e funcionamento do CEPSH, considerando o conteúdo no Regimento Interno do CEPSH, **CERTIFICA** que os procedimentos que envolvem seres humanos no projeto de pesquisa abaixo especificado estão de acordo com os princípios éticos estabelecidos pela Comissão Nacional de Ética em Pesquisa – CONEP.

APROVADO

PROCESSO: 2405

TÍTULO: Sistema Integrado para a Análise Morfológica e Quantitativa da Repolarização Cardíaca Utilizando Descritores Obtidos a partir da Análise de Componentes Principais

AUTOR: Jefferson Luiz Brum Marques, Jefferson Luiz Brum Marques, Amauri Fagundes Balotin

FR: 484012

FLORIANÓPOLIS, 13 de Dezembro de 2011.

Coordenador do CEPSH UFSC

